

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN



TRABAJO FIN DE GRADO

**DESPLIEGUE MASIVO DE ANTENAS EN
TECNOLOGÍA TEXTIL PARA EL ENLACE
ASCENDENTE**

REALIZADO POR:

Luis Alfonso Talegón Puente

DIRIGIDO POR:

Matilde Sánchez Fernández

DEPARTAMENTO:

Teoría de la Señal y Comunicaciones

Leganés, Madrid, junio de 2015.

Abstract

The emergence of cloud and mobile computing has significantly transformed the way users consume and interact with digital resources. Some of these new products, such as social networking or video on demand, made engineers and developers alike aim their efforts to improve downlink capacities, which is being achieved in both desktop and mobile environments. Online gaming and augmented reality also need greater uplink capacities as well. One of the approaches carried in mobile devices is the use of MIMO (Multiple Input-Multiple Output) technology, which requires the deployment of multiple antennas on the transmitting and receiving sides. Since power consumption and form factor are critical aspects as well, this antenna system can be implanted in a hub by means of textile technology in a jacket. The focus of this thesis is to explore the spectral efficiency of massive MIMO systems through mathematically simulated scenarios, bounded by the size of the aforementioned jacket. Two approaches are analysed: one covering the antennas implemented in the back side of the jacket, creating a two-dimensional antenna and a new proposal covering both front and back sides, creating a three-dimensional antenna.

Keywords: Uplink, rate, spectral efficiency, capacity, MIMO, wearable, hub, textile technology.

Abstract

La aparición de la computación en la nube y la computación móvil ha transformado significativamente la manera en que los usuarios consumen e interactúan con los recursos digitales. Algunos de estos nuevos productos, como las redes sociales o el consumo de vídeo bajo demanda, han hecho que tanto ingenieros como desarrolladores enfoquen sus esfuerzos en mejorar la capacidad del enlace descendente, lo cual se está logrando en entornos de escritorio y entornos móviles. Los videojuegos online y la realidad aumentada también necesitan mayores capacidades en el enlace ascendente. Una de las soluciones que se han llevado a cabo en dispositivos móviles es el uso de tecnología MIMO (Multiple Input-Multiple Output), la cual requiere el despliegue de múltiples antenas en el transmisor y el receptor. Dado que el consumo de energía y el factor de forma son aspectos críticos, este sistema de antenas se puede implantar en un hub mediante tecnología textil en una chaqueta. Este trabajo se centra en explorar la eficiencia espectral en sistemas de MIMO masivo a través de escenarios simulados matemáticamente, acotados por el tamaño de la chaqueta mencionada. Se analizan dos soluciones: uno en el que las antenas se despliegan en la parte trasera de la chaqueta, creando una antena bidimensional y una nueva solución en la que se cubren la parte trasera y delantera, creando una antena tridimensional.

Palabras clave: Enlace ascendente, tasa, eficiencia espectral, capacidad, MIMO, wearable, hub, tecnología textil.

Índice

1	Introduction	1
1.1	Motivation	1
1.2	Objective	2
2	Estado del Arte	5
2.1	Origen de MIMO	5
2.2	Modelo de MIMO	8
2.3	Descomposición Paralela del Canal	9
2.4	Capacidad del Canal	10
2.5	Modelo de propagación	11
2.6	Precodificaciones	12
3	Primera solución: análisis y resultados	14
3.1	Análisis de la primera solución	14
3.2	Resultados de las simulaciones	17
3.2.1	Primer caso: 40 antenas en transmisión y 1 antena en recepción	17
3.2.2	Segundo caso: 40 antenas en transmisión y 4 antenas en recepción	20
3.2.3	Tercer caso: 40 antenas en transmisión y 8 antenas en recepción	22
3.2.4	Cuarto caso: 40 antenas en transmisión y 64 antenas en recepción	24
4	Segunda solución: análisis y resultados	26
4.1	Análisis de la segunda solución	26
4.2	Resultados de las simulaciones	28
4.2.1	Primer caso: 72 antenas en transmisión y 1 antena en recepción	28
4.2.2	Segundo caso: 72 antenas en transmisión y 4 antenas en recepción	31
4.2.3	Tercer caso: 72 antenas en transmisión y 8 antenas en recepción	33
4.2.4	Cuarto caso: 72 antenas en transmisión y 64 antenas en recepción	35

5	Conclusions and futures lines of work	37
5.1	Conclusions	37
5.2	Future lines of work	38
Anexo A	Presupuesto y plan de trabajo	39
A.1	Recursos humanos y coste del material	39
Anexo B	Extended Summary	41
B.1	Introduction	41
B.2	Objective	41
B.3	State of the Art: MIMO	42
B.4	First solution	44
B.5	Second solution	46
B.6	Conclusion	48
	Referencias	49

List of Figures

1.1	Google Glass	1
1.2	Google Glass real time HUD (Heads Up Display) information . . .	1
1.3	Antenna array. Extracted from [5]	2
1.4	Antenna planar array. Extracted from [5]	2
1.5	Schematics of the original project.	3
1.6	Schematics of the new solution.	3
2.1	Esquema de MIMO. Extraído de [7]	5
2.2	Esquema de SIMO.	6
2.3	MIMO 2x2 en LTE. Extraído de http://www.3gpp.org	6
2.4	Escenarios en LTE. Extraído de http://www.3gpp.org	6
2.5	Teléfono móvil con MIMO 2x2	7
2.6	Antena LTE para MIMO 2X2	7
2.7	Esquema de implementación de MIMO Masivo. Extraído de [12] . .	7
2.8	Esquema de sistemas MIMO. Extraído de [13]	8
2.9	Precodificación del transmisor y conformado del receptor. Extraído de[13]	9
2.10	Descomposición paralela de un canal MIMO. Extraído de [13] . . .	10
3.1	Esquema de muestreo de puntos en coordenadas esféricas.	15
3.2	Colocación de las antenas en la chaqueta.	16
3.3	40 antenas transmisoras y 4 receptoras. Separación de 12 km. . . .	16
3.4	Esquema de 40 antenas en transmisión y 1 en recepción	17
3.5	Resultados de 40 antenas en transmisión y 1 en recepción	18
3.6	Esquema de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción	20
3.7	Resultados de de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción	20
3.8	Esquema de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción	22
3.9	Resultados de de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción	22
3.10	Esquema de 40 antenas en transmisión y 64 en recepción	24
3.11	Resultados de de 40 antenas en transmisión y 64 en recepción . . .	24
4.1	Esquema de muestreo de puntos en coordenadas esféricas.	27
4.2	Colocación de las antenas en la chaqueta.	28
4.3	72 antenas transmisoras y 4 receptoras. separación de 12 km.	28
4.4	Esquema de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción	28
4.5	Resultados de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción	29
4.6	Esquema de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción	31

4.7	Resultados de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción	31
4.8	Esquema de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción	33
4.9	Resultados de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción	33
4.10	Esquema de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción	35
4.11	Resultados de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción	35
A.1	Diagrama de Gantt	40
B.1	Schematics of the original project.	42
B.2	Schematics of the new solution.	42
B.3	MIMO schematics. Extracted from [13]	43
B.4	Parallel decomposition of a MIMO channel.	43
B.5	Precoding and shaping.	43
B.6	40 transmitting antennas and 8 receiving antennas.	45
B.7	40 transmitting antennas and 1 receiving antenna.	45
B.8	40 transmitting antennas and 4 receiving antennas.	45
B.9	40 transmitting antennas and 8 receiving antennas.	45
B.10	40 transmitting antennas and 64 receiving antennas.	45
B.11	72 transmitting antennas and 8 receiving antennas.	46
B.12	72 transmitting antennas and 1 receiving antenna.	47
B.13	72 transmitting antennas and 4 receiving antennas.	47
B.14	72 transmitting antennas and 8 receiving antennas.	47
B.15	72 transmitting antennas and 64 receiving antennas.	47

Lista de tablas

3.1	Tabla de resultados: 40x1	18
3.2	Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y una en recepción @ 5 MHz	19
3.3	Tabla de resultados: 40x4	21
3.4	Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción @ 5 MHz	21
3.5	Tabla de resultados: 40x8	23
3.6	Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz	23
3.7	Tabla de resultados: 40x64	25
3.8	Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz	25
4.1	Tabla de resultados: 72x1	29
4.2	Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción @ 5 MHz	30
4.3	Tabla de resultados: 72x4	32
4.4	Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción @ 5 MHz	32
4.5	Tabla de resultados: 72x8	34
4.6	Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz	34
4.7	Tabla de resultados: 72x64	36
4.8	Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción @ 5 MHz	36
A.1	Coste del material	39
A.2	Horas trabajadas	39

1 Introduction

1.1 Motivation

Mobile and cloud computation have experienced a huge development in the past years. Internet applications are ubiquitous, video content is available on demand and augmented reality is making its way through thanks to more affordable devices. These new products and the so called 'Internet of Things' are setting new milestones for the incoming generations of mobile communications. Even though downlink rates have been on the rise, it is crucial that uplink rates grow up as well. One of the requirements of 5G is to achieve peak data rates higher than 10 Gbit/s with extremely low latency [1]. In addition, these new and interactive applications, e.g. 3D real time augmented reality applications, may need a rate close to 400 Mbit/s [2], as these applications need to provide the servers information in real time as well; some examples of these applications are displayed in the figures below.



Figura 1.1: Google Glass

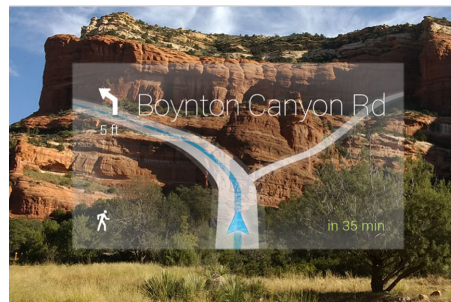


Figura 1.2: Google Glass real time HUD (Heads Up Display) information

Moreover, thanks to augmented reality, developers can work on applications that interact with the surroundings of the user, providing them with useful contextualized information.

Another problem that can be dealt with is the fact that in some low SNR (Signal-to-noise ratio) scenarios, i.e., the UE (User Equipment) being at the edge of the cell, the capacity of the channel plummets down, so not only these applications would not work, but also less demanding ones can also be unresponsive. Numerous proposals have already tried to address some of these features and could lead to changes in the whole wireless communication system [3] that people rely on. One of these proposals, massive MIMO, uses a high number of antennas in order to

multiplex messages. Of course, this approach may require architectural changes in base stations [3] and user devices. However, this can compromise the form factor, the weight and the battery life of the portable system, which is not very attractive for the end user. Due to these reasons, this thesis will focus on analysing an already proposed solution which envisions a wearable MIMO hub, which is implemented by means of deploying antennas with textile technology, which evades the problem of increasing the size and weight of the device, and will also explore some extensions to that solution in order to increase the spectral efficiency of the hub.

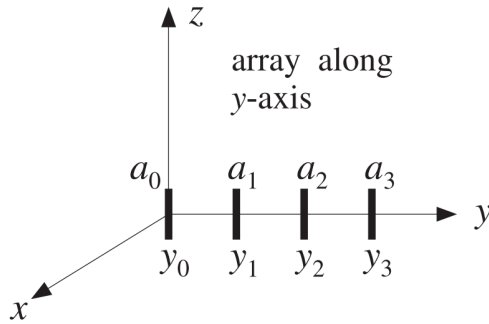


Figura 1.3: Antenna array. Extracted from [5]

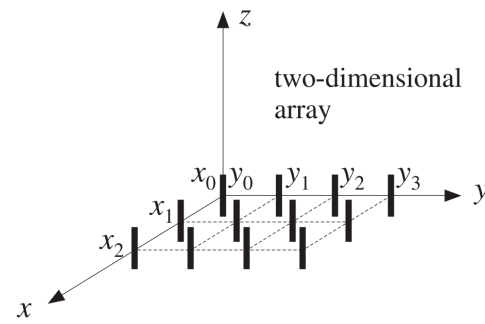


Figura 1.4: Antenna planar array. Extracted from [5]

1.2 Objective

The main objective pursued is to analyse and propose an improvement to a previous study of the massive MIMO wearable hub [4]. First, the original solution will be explained and analysed. As it is shown in the simple schematics of figure 1.5, a total of 40 (8 rows and 5 columns) antennas is distributed in the form of a planar array on the back of the jacket which can be considered as a two-dimensional antenna. In order to test different uplink scenarios (the link from the user side to the base station), the number of antennas in the receiver side, which has a linear array of antennas, will be changed from 1 up to 64 and the SNR (Signal-to-noise ratio) will also be changing in each case to reflect possible coverage situations. Moreover, depending on the knowledge of the channel, four different precoding scenarios will be simulated: without any channel knowledge, using CDIT (Channel Distribution Information at the Transmitter), using CSIT (Channel State Information at the receiver) and using a matched filter.

Then, in the new proposal, the amount of antennas will be increased by using the front side of the jacket as shown in figure 1.6. Due to the zipper, the



Figura 1.5: Schematics of the original project.



Figura 1.6: Schematics of the new solution.

distribution will be 8×4 in the front side, using a similar planar array, for a total of 72 antennas installed in the jacket, turning the previous two-dimensional antenna into a three-dimensional one. It will be analysed in the same way as the previous study, testing the uplink capacity by performing simulations for different scenarios, regarding the number of antennas in the receiver, the SNR available at a particular moment and different precodings, taking into account how some parameters, like the antenna correlation, change.

A comparison between the two systems will be shown, explaining the results and differences of each simulation. The main result that will be highlighted from the simulation is the spectral efficiency or capacity, i.e. the amount of bps/Hz (bits per second per Hertz) that can be achieved in each scenario. Then, a table containing an expected rate with the results with a bandwidth of 5 MHz will be provided. It is expected that both solutions drastically increase the amount compared to the uplink rate that current systems obtain nowadays, since standard used today, LTE-A (Long Term Evolution - Advanced), only supports up to 8×8 MIMO [6]. In addition, the new proposal will increase the capacity that can be achieved in the first solution, since we are introducing 32 new antennas. Finally, some ideas for some possible next steps in this architectural evolution will be discussed.

The rest of the thesis will be organised as follows:

1. The second chapter will study the state of the art (MIMO systems) and

explanations about why to study each scenario.

2. The third chapter will explain the original project and the simulations carried out.
3. The fourth chapter will explain the new proposal and draw a comparison between both ideas, detailing the results.
4. The last chapter will include the final conclusions and discuss some final future lines of work.

2 Estado del Arte

2.1 Origen de MIMO

El sistema que ha sido considerado para el proyecto es un sistema MIMO, en el cual se utilizan múltiples antenas para mejorar el rendimiento de las comunicaciones. Este sistema fue desarrollado y patentado por Arogyaswami Paulraj en 1994 [7]. En 1996 y 1998, Gregory Raleigh propuso en algunos artículos cómo explotar la propagación multitrayecto para transmitir información independiente, además de dar soluciones para modulación. En 1998, Bell Labs diseñó el primer prototipo para multiplexado espacial utilizando esta tecnología [9].

Su utilización en sistemas de comunicaciones móviles es relativamente reciente.

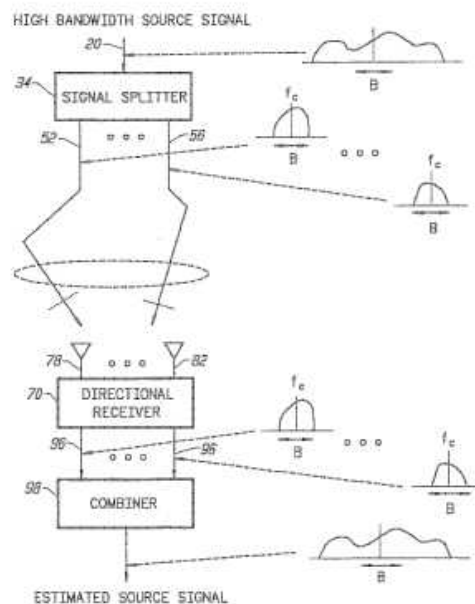


Figura 2.1: Esquema de MIMO. Extraído de [7]

La release 8 de 3GPP (3rd Generation Partnership Project), la primera en explicar las especificaciones de LTE (Long Term Evolution), habla de introducir MIMO en sistemas 2x2 antenas (2 en el transmisor y 2 en el receptor) para los enlaces de bajada y de subida [10]. El estándar explota la flexibilidad de MIMO incluyendo varios modos de operación:

- Antena única o SIMO (Single Input-Multiple Output): Modo más básico de transmisión, la información se envía por una única antena.

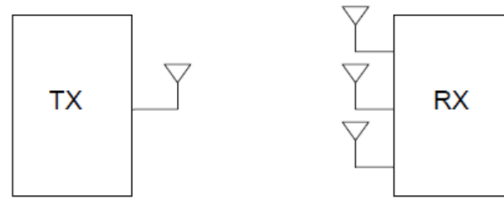


Figura 2.2: Esquema de SIMO.

- Diversidad de transmisión: En este modo se envía la misma información a través de múltiples antenas. En este modo se mejora la calidad de la señal, pero no la tasa de datos. Según el estándar, se utiliza para los canales comunes, los canales de control y broadcast.
- Multiplexado espacial en lazo abierto: Se envían dos streams de información distintos en varias antenas, pero sin ninguna realimentación.
- Multiplexado espacial en lazo cerrado: Similar al modo anterior pero se incorpora la realimentación al lazo cerrado, permitiendo así que el transmisor precodifique los datos para optimizar la transmisión.
- MU-MIMO (MultiUser MIMO): Se asignan distintos streams a diferentes usuarios.
- Beam-forming: Utiliza arrays lineales que permiten a la antena focalizar los rayos a una zona en particular. Esto incrementa la capacidad y reduce la interferencia.

Estas recomendaciones se utilizan en distintos escenarios, utilizando, por ejemplo, diversidad con SNR baja o un tipo de transmisión de MIMO más avanzado en presencia de SNR alta como se muestra en 2.4.

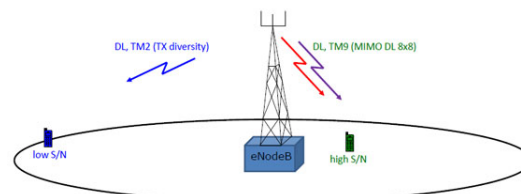
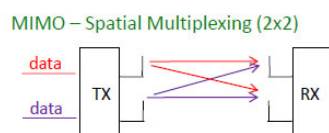


Figura 2.3: MIMO 2x2 en LTE.

Extraído de <http://www.3gpp.org>

Figura 2.4: Escenarios en LTE.

Extraído de <http://www.3gpp.org>

Ya se han comercializado diversos dispositivos con soporte MIMO para LTE desde su estandarización, como podemos ver en las figuras 2.5 y 2.6.



Figura 2.5: Teléfono móvil con MIMO 2x2



Figura 2.6: Antena LTE para MIMO 2X2

En la release 10, con la presentación de LTE-A (Long Term Evolution - Advanced), se introduce el uso de MIMO 8X8 en el enlace descendente y 4x4 en el enlace ascendente [11]. Se espera que en las siguientes generaciones de comunicaciones móviles, más allá de 4G, se implementen sistemas de MIMO masivo, que pueden incrementar la capacidad 10 veces y además mejorar la eficiencia de la energía radiada 100 veces.

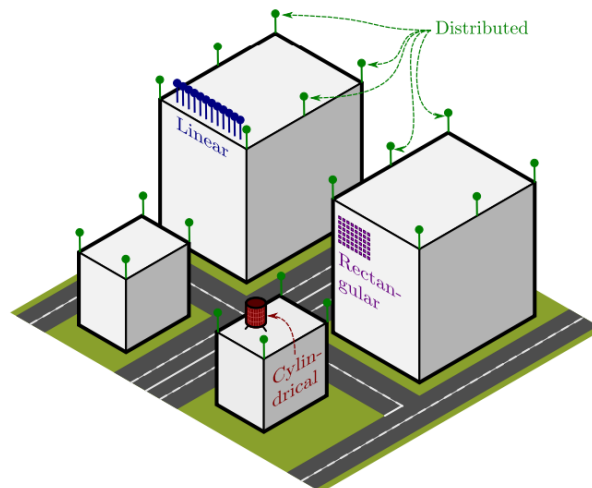


Figura 2.7: Esquema de implementación de MIMO Masivo. Extraído de [12]

Debido a que el diseño de la señal se extiende en espacio (múltiples antenas) y tiempo (múltiples tiempos de símbolo) es necesario diseñar el sistema con codificación espacio-temporal [13], como se mostrará en el siguiente apartado.

2.2 Modelo de MIMO

Estos sistemas utilizan múltiples antenas tanto en el receptor como en el transmisor, como se muestra en la figura 2.8, para aumentar bien la tasa de datos o bien mejorar la calidad de la señal por medio de multiplexado espacial o con utilizando diversidad respectivamente. Las siguientes explicaciones han sido extraídas de [13].

Un canal MIMO de banda estrecha se puede representar con el siguiente modelo:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}$$

El cual se puede representar como $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$. En esta expresión, \mathbf{H} representa las ganancias de canal h_{ij} , desde la antena transmisora j a la antena receptora i , en nuestro caso, desde el terminal del usuario a la estación base; \mathbf{x} representa el símbolo M -dimensional transmitido y \mathbf{n} el vector de ruido N -dimensional y \mathbf{y} el símbolo recibido. Se asume un ancho de banda del canal B , ruido Gaussiano complejo con media cero y matriz de covarianza $\sigma_n^2 \mathbf{I}_N$, donde \mathbf{I} es una matriz identidad de dimensión N y $\sigma_n^2 = N_o B$. Si se considera una restricción de potencia transmitida P , se puede asumir un modelo de potencia de ruido unidad y potencia transmitida $P/\sigma_n^2 = \rho$, donde ρ se puede interpretar como el SNR medio por antena receptora.

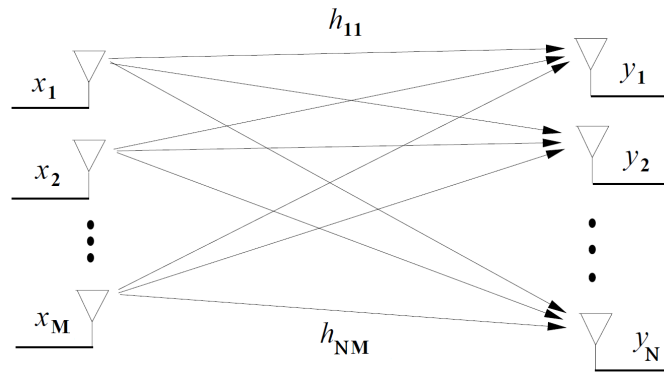


Figura 2.8: Esquema de sistemas MIMO. Extraído de [13]

2.3 Descomposición Paralela del Canal

El mecanismo principal que se emplea para aumentar la capacidad se llama **ganancia de multiplexación**. Los canales MIMO se pueden descomponer en R_H canales paralelos independientes, como se puede ver en la figura 2.10. Si los datos se multiplexan en esos canales independientes, se puede conseguir un incremento en la tasa R veces superior. Se considera el canal MIMO anterior, con matriz de canal \mathbf{H} conocida para el transmisor y el receptor y R_H denota el rango de la matriz. Con teoría de matrices se puede obtener el SVD (Singular Value Decomposition) de cualquier matriz \mathbf{H} de la siguiente forma

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H. \quad (2.1)$$

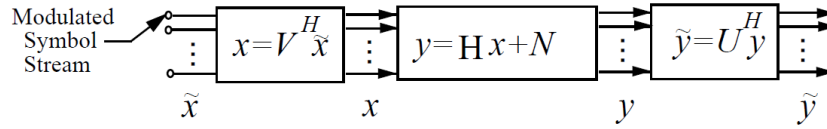


Figura 2.9: Precodificación del transmisor y conformado del receptor. Extraído de[13]

Usando esto, la descomposición del canal se puede obtener mediante una transformación de la entrada del canal \mathbf{x} y de la salida \mathbf{y} con una precodificación del transmisor y una conformación del receptor como se muestra en la figura 2.9. La entrada de las antenas \mathbf{x} se genera utilizando una transformación lineal en $\tilde{\mathbf{x}}$: $\mathbf{x} = \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}}$. En cuanto al conformador del receptor, realiza una multiplicación en la salida del canal \mathbf{y} , $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$

Esta precodificación y conformación transforma el canal MIMO en R_H canales SISO (Single-Input Single-Output) paralelos, con entrada $\tilde{\mathbf{x}}$ y salida $\tilde{\mathbf{y}}$. Se puede comprobar mediante el SVD:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H\mathbf{n} \\ &= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned}$$

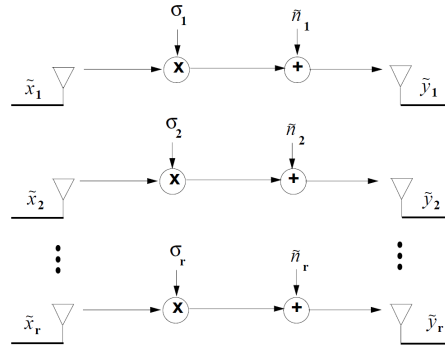


Figura 2.10: Descomposición paralela de un canal MIMO. Extraído de [13]

Donde Σ es una matriz diagonal de los valores singulares de \mathbf{H} con σ_i en la diagonal i -ésima. Ya que se ha realizado una operación lineal, la distribución de $\tilde{\mathbf{n}}$ no ha cambiado. Por lo tanto, la precodificación y el conformado han transformado el canal MIMO original en canal paralelos independientes con entrada \tilde{x}_i , salida \tilde{y}_i , ruido \tilde{n}_i y ganancia σ_i . Esta descomposición paralela se muestra en la figura 2.10.

La siguiente parte se centrará en explicar las capacidades teóricas que se pueden encontrar en distintos escenarios.

2.4 Capacidad del Canal

Esta capacidad es una extensión de la información mutua de un sistema SISO, la cual se define como una medida de la interdependencia de dos variables:

$$C = \max_{p(x)} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \max_{p(x)} [H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y}|\mathbf{x})]$$

Teniendo que $H(\mathbf{y})$ es la entropía de \mathbf{y} y $H(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ es la entropía de \mathbf{y} con \mathbf{x} conocida. Por la definición de entropía, se sabe que $H(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = H(\mathbf{n})$, la entropía del ruido; por lo tanto, para poder maximizar la información mutua es necesario maximizar la entropía de \mathbf{y} .

Esta información mutua depende de la matriz de covarianza de \mathbf{y} , la cual se da por:

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_N.$$

Donde \mathbf{R}_x es la matriz de covarianza de la entrada. De aquí se puede derivar la fórmula para la información mutua [14]:

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \log_2 \det [\mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H]$$

Entonces, la capacidad se obtiene maximizando la expresión anterior sobre \mathbf{R}_x

$$C = \max_{\mathbf{R}_x} \log_2 \det [\mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H]$$

El proyecto analizará la capacidad desde cuatro puntos de vista: sin conocimiento del canal, empleando un filtro adaptado, usando CSIT (Channel State Information at the Transmitter, Información del Estado de Canal en el Transmisor) y usando CDIT (Channel Distribution Information at the Transmitter, Información de la Distribución del Canal en el Transmisor).

2.5 Modelo de propagación

A continuación se estudiará el modelo de propagación del canal mediante la descomposición de la matriz \mathbf{H} .

El canal se describe con una matriz \mathbf{H} cuyo elemento h_{nm} definen el coeficiente de atenuación desde la antena transmisora m -ésima (en nuestro caso, las antenas de la chaqueta) a la antena receptora n -ésima (la estación base). Existen M y N elementos transmisores y receptores respectivamente. Se muestrea el espacio vectorial de ondas en un conjunto finito de ondas planares en las direcciones $\{\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2, \dots, \mathbf{k}_L\}$ y $\{\mathbf{k}'_1, \mathbf{k}'_2, \dots, \mathbf{k}'_L\}$. La matriz \mathbf{H} se puede descomponer de la siguiente forma [15]:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} = & \begin{bmatrix} G_1(\theta'_1, \phi'_1)e^{j\mathbf{k}'_1\mathbf{r}'_1} & \dots & G_1(\theta'_{L'}, \phi'_{L'})e^{j\mathbf{k}'_{L'}\mathbf{r}'_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_N(\theta'_1, \phi'_1)e^{j\mathbf{k}'_1\mathbf{r}'_N} & \dots & G_N(\theta'_{L'}, \phi'_{L'})e^{j\mathbf{k}'_{L'}\mathbf{r}'_N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S(\mathbf{k}'_1, \mathbf{k}_1) & \dots & S(\mathbf{k}'_1, \mathbf{k}_L) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S(\mathbf{k}'_L, \mathbf{k}_1) & \dots & S(\mathbf{k}'_L, \mathbf{k}_L) \end{bmatrix} \\ & \times \begin{bmatrix} G_1(\theta_1, \phi_1)e^{-j\mathbf{k}_1\mathbf{r}_1} & \dots & G_M(\theta_1, \phi_1)e^{-j\mathbf{k}_1\mathbf{r}_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_1(\theta_L, \phi_L)e^{-j\mathbf{k}_L\mathbf{r}_M} & \dots & G_M(\theta_L, \phi_L)e^{-j\mathbf{k}_L\mathbf{r}_M} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_N^H \mathbf{S} \mathbf{B}_M; \quad (2.2) \end{aligned}$$

G_i son los diagramas de radiación para la antena i -ésima. $S(\mathbf{k}', \mathbf{k})$ es una función de dispersión del canal que relaciona la onda enviada desde la dirección \mathbf{k} hasta la

dirección \mathbf{k}' . \mathbf{B}_N y \mathbf{B}_M son matrices rectangulares deterministas que dependen de la geometría de la antena y \mathbf{S} es una matriz rectangular cuyos estadísticos están modelados según la dispersión angular característica [15]. Esta matriz \mathbf{S} se puede descomponer en [16]:

$$\mathbf{S} = \Sigma_{\text{ASA}}^{\frac{1}{2}} \mathbf{G} \Sigma_{\text{ASD}}^{\frac{1}{2}}$$

Donde \mathbf{G} es una matriz aleatoria Gaussiana con componentes independientes idénticamente distribuidos y varianza 1. $\Sigma_{\text{ASA}}^{\frac{1}{2}}$ y $\Sigma_{\text{ASD}}^{\frac{1}{2}}$ son matrices diagonales deterministas cuya diagonal principal está formada por el espectro de potencia angular correspondiente, siendo ASA (Angular Spread of Arrival, Dispersión angular de salida) y ASD (Angular Spread of Departure, Dispersión angular de llegada) las dispersiones angulares en el receptor y el transmisor respectivamente [15]

En cuanto al acoplamiento mutuo se captura mediante las matrices de acoplamiento \mathbf{C}_{tx} y \mathbf{C}_{rx} [18], dejando así una matriz de canal:

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}_{rx} \mathbf{B}_N^H \Sigma_{\text{ASA}}^{\frac{1}{2}} \mathbf{G} \Sigma_{\text{ASD}}^{\frac{1}{2}} \mathbf{B}_M \mathbf{C}_{tx}$$

2.6 Precodificaciones

En esta sección se mostrarán las distintas precodificaciones que se llevarán a cabo. Éstas, que permitirán aumentar la capacidad, dependerán de la cantidad de información del canal que se disponga en el transmisor, con lo que encontraremos cuatro escenarios posibles:

- Sin conocimiento del canal: dado que no hay ningún tipo de información del canal, no se podrá aplicar ninguna precodificación.
- Usar un filtro adaptado: en este caso se tiene un conocimiento completo de la matriz \mathbf{H} del canal, con lo que se puede aplicar un filtro adaptado de la forma:

$$R = \log_2 \det [\mathbf{I}_N + p \cdot (\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{H}^H)] ,$$

- Usando CDIT: aquí se conoce la distribución del canal en el transmisor, con lo que se pueden formar matrices de precodificación.
- Usando CSIT: aquí se conoce el estado del canal en el transmisor, con lo que se pueden formar matrices de precodificación.

En el caso de CDIT, teniendo en cuenta los resultados del apartado 2.5, la correlación espacial entre los valores i, j y k, l de la matriz \mathbf{H} se da como:

$$R_{\mathbf{H}}(i, j; k, l) \triangleq E \{ (\mathbf{H})_{i,j} (\mathbf{H})_{k,l}^H \} = (\ominus_R)_{i,k} (\ominus_T)_{j,l}$$

Donde \ominus_T es la correlación espacial en el transmisor y \ominus_R la correlación espacial en el receptor.

Al tener CDIT, la optimización de la matriz de covarianza se descompone en optimizaciones para sus autovectores \mathbf{V} y sus autovalores \mathbf{P} [15]. Los autovectores son los de \ominus_T , la correlación espacial en el transmisor. Los autovalores se obtienen iterativamente [17]. Con esto, se puede formar una matriz de precodificación \mathbf{Q} y obtener la siguiente expresión para la capacidad:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H} \mathbf{Q}_{\text{CDIT}} \mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CDIT}})} \right],$$

En CSIT, teniendo conocimiento del estado del canal, se optimiza mediante waterfilling, un algoritmo para realizar una asignación eficiente de potencia en cada punto del canal, resultando en la obtención de una matriz de precodificación \mathbf{Q} y la siguiente capacidad:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H} \mathbf{Q}_{\text{CSIT}} \mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CSIT}})} \right],$$

Las tres precodificaciones aumentarán la capacidad que se obtendría al no tener ningún tipo de información del canal.

3 Primera solución: análisis y resultados

Como se mencionó anteriormente en el apartado 1.2, se realizará un análisis del proyecto original [4] y se discutirán los resultados obtenidos. Tanto en el proyecto original, como en este trabajo, nos centramos en el enlace ascendente de la comunicación, donde el terminal de usuario actúa como transmisor y la estación base como receptor.

3.1 Análisis de la primera solución

En el primer proyecto se despliegan en tecnología textil un total de 40 antenas (8 filas y 5 columnas) en forma de array planar en la parte trasera de la chaqueta, formando una antena bidimensional en la transmisión y un array lineal de antenas con distintos números de elementos en el receptor. El resultado que se quiere extraer de las simulaciones es la capacidad que el usuario obtendría en el enlace ascendente, es decir, del terminal a la estación base receptora.

El programa utilizado para realizar las simulaciones es MATLAB. Se consideraron las siguientes variables del canal:

- Frecuencia: $f = 2.5\text{GHz}$
- Velocidad de la luz: $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
- Longitud de onda: $\lambda = \frac{f}{c} = 12 \text{ cm}$
- Distancia entre transmisor y receptor: $D = \lambda \cdot 10^5 = 12 \text{ km}$
- Separación vertical entre antenas del array planar transmisor: $d_v = \lambda \cdot \frac{8}{12} = 8 \text{ cm}$
- Separación horizontal entre antenas del array planar transmisor: $d_h = \lambda \cdot \frac{8}{12} = 8 \text{ cm}$

El array planar se dispone en el plano YZ mientras que el array lineal en el eje Y, por lo que se encuentran enfrentados. Las antenas se encuentran separadas 0.66λ para conseguir reducir el acoplamiento mutuo, si usáramos 0.5λ conseguiríamos hacer que la autocorrelación esté cercana a la matriz identidad [16], con lo que los coeficientes del canal tendrán una correlación baja y se conseguiría, al mismo

tiempo, reducir los niveles de acoplo mutuo. Se asume una dispersión angular uniforme en azimut y elevación. En recepción se considerará un array lineal para todos los casos exceptuando el caso en el que estudiaremos 64 antenas, formado por un array planar de 8x8. Se asume una dispersión angular laplaciana.

En cuanto al cálculo de la dispersión angular uniforme, se muestreará en este caso de 0 a π en el ángulo θ y de $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$ en ϕ , hablando en coordenadas esféricas, ya que solo muestreamos teniendo en cuenta una mitad de la chaqueta, como se puede ver en la siguiente figura:

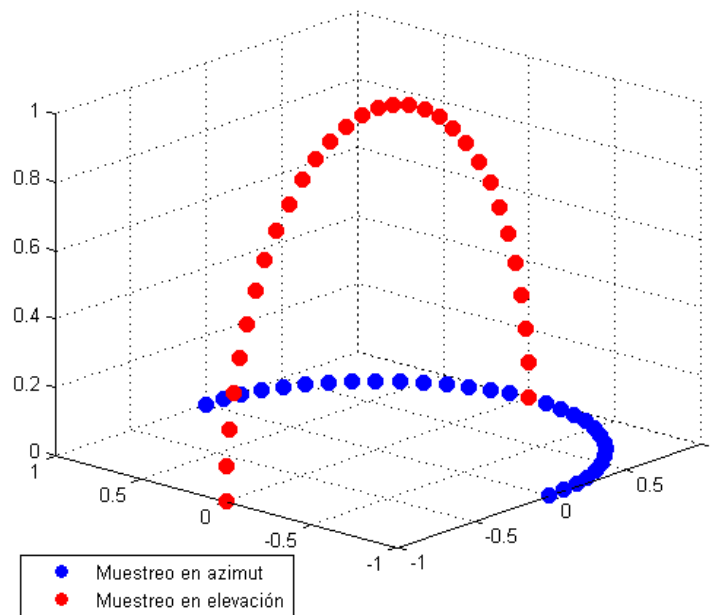


Figura 3.1: Esquema de muestreo de puntos en coordenadas esféricas.

Para determinar la matriz del canal. se procede del siguiente modo:

1. Para organizar la geometría de la transmisión y la recepción se generan sendas matrices de 3 filas y 3 columnas en las que se almacena la posición de las antenas dentro de la chaqueta (transmisión), y en la estación base (recepción), incluyendo las posiciones de la chaqueta y la estación base en el sistema.
2. Se definen unas dispersiones angulares de partida y llegada: ASDh (Angular Spread of Departure), ASDv, ASAh (Angular Spread of Arrival) y ASAv,.
3. Se definen unas variables para tomar un número de muestras: L_v y L_h para muestrear en azimut y en elevación.

4. En el caso de la transmisión, por ejemplo, se definen unos vectores de 0 a π con un número de saltos igual al número de muestras en el caso del muestreo en elevación y de $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$ en el caso de azimut.
5. Se genera el vector \mathbf{k} mencionado en 2.5 en coordenadas esféricas y normalizadas a λ .
6. Se obtienen las componentes diagonales de las matrices $\Sigma_{\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}}^{\frac{1}{2}}$ y $\Sigma_{\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{D}}^{\frac{1}{2}}$.
7. Se generan la matrices \mathbf{B} de la descomposición de \mathbf{H} como se ve en 2.5.
8. Se genera un número elevado de muestras aleatorias de la matriz \mathbf{G} .
9. Finalmente, se multiplican todas las componentes obtenidas de la matriz \mathbf{H} .

A modo de ilustración, se puede ver la posición de las antenas de la chaqueta en la figura 3.2 y un pequeño esquema de las antenas transmisoras y receptoras enfrentadas con la distancia determinada.

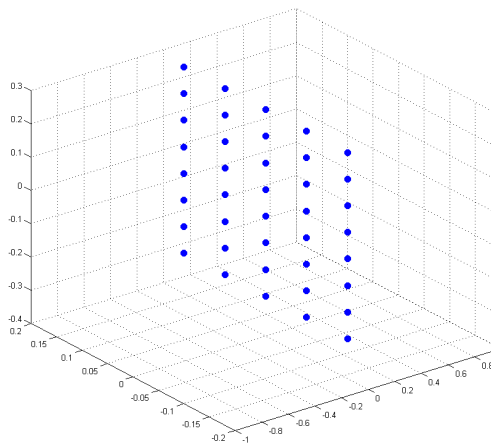


Figura 3.2: Colocación de las antenas en la chaqueta.

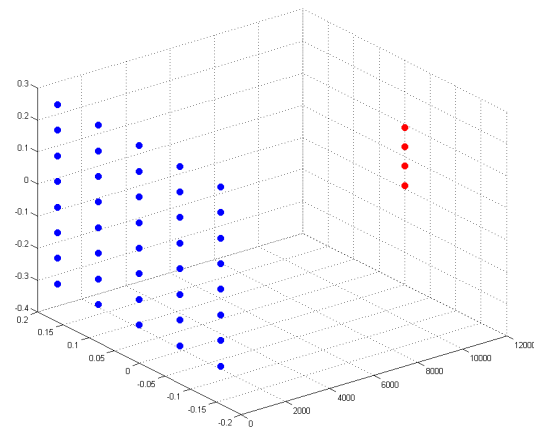


Figura 3.3: 40 antenas transmisoras y 4 receptoras. Separación de 12 km.

Al realizar las simulaciones se tendrán en cuenta cuatro escenarios distintos, que dependerán del conocimiento disponible del canal. En ellos se medirá la eficiencia espectral en bps/Hz frente a distintos valores de SNR, desde 0 dB hasta 20 dB:

- Capacidad sin conocimiento del canal. En este caso, la fórmula utilizada para la capacidad es

$$R = \log_2 \det [\mathbf{I}_N + p \cdot (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] ,$$

siendo p el valor de la SNR en unidades naturales.

- Capacidad con filtro adaptado del canal. Aquí empleamos

$$R = \log_2 \det [\mathbf{I}_N + p \cdot (\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{H}^H)] ,$$

- Capacidad con CDIT. Debido a que no hay información del estado del canal se debe hallar una matriz de covarianza que refleje la distribución del mismo, lo cual se consigue mediante un método iterativo con MSE (Mean Square Error) [4]. La capacidad queda:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H}\mathbf{Q}_{\text{CDIT}}\mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CDIT}})} \right] ,$$

- Capacidad con CSIT. Para hallar la capacidad se optimiza mediante waterfilling [4] para todos los puntos del canal, resultando:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H}\mathbf{Q}_{\text{CSIT}}\mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CSIT}})} \right] ,$$

3.2 Resultados de las simulaciones

3.2.1 Primer caso: 40 antenas en transmisión y 1 antena en recepción

En este primer escenario se dispone de la chaqueta con las 40 antenas en la parte trasera y una antena receptora, como se muestra en la figura 3.4

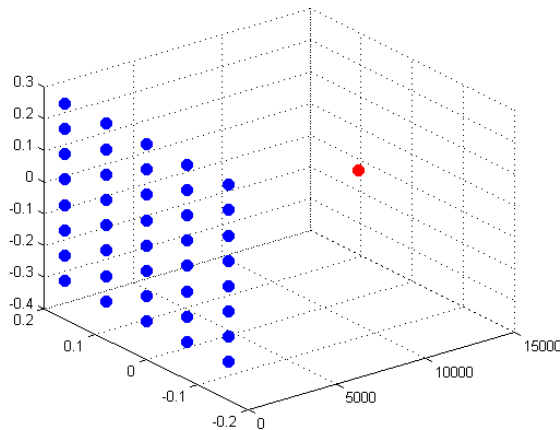


Figura 3.4: Esquema de 40 antenas en transmisión y 1 en recepción

A continuación se mostrará una gráfica con los resultados obtenidos para el escenario en cuestión.

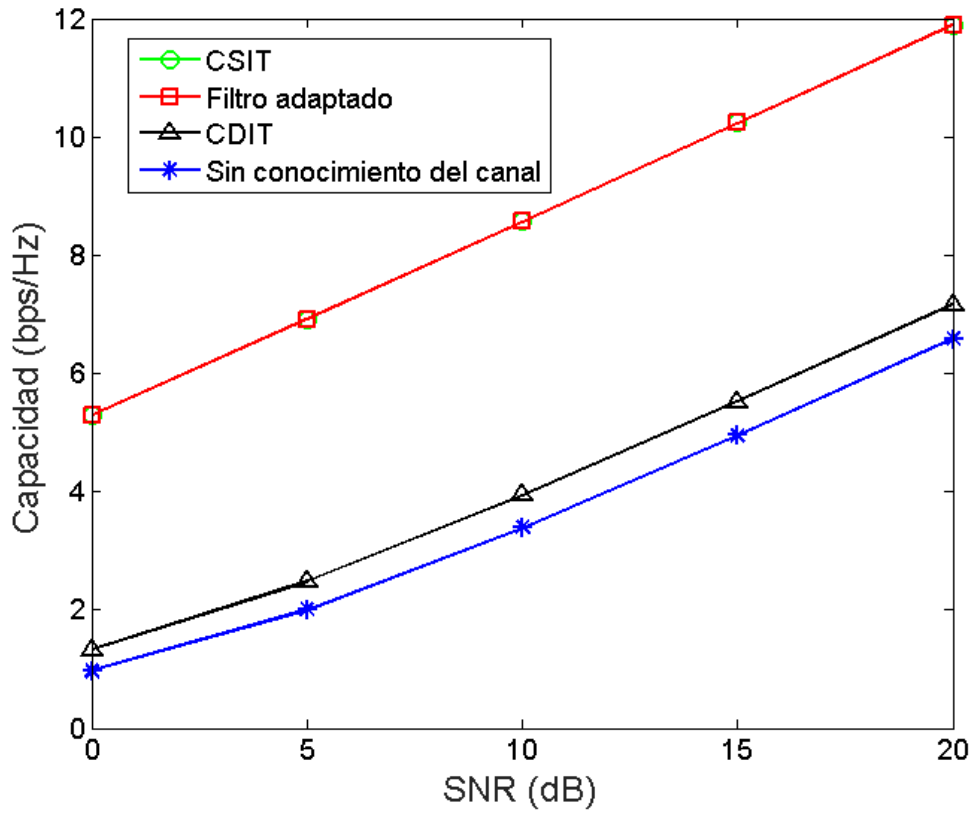


Figura 3.5: Resultados de 40 antenas en transmisión y 1 en recepción

En la siguiente tabla se recogen los puntos más significativos:

Tabla 3.1: Tabla de resultados: 40x1

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	0.9689	2.006	3.395	4.958	6.586
Filtro adaptado(bps/Hz)	5.287	6.922	8.575	10.230	11.890
CDIT(bps/Hz)	1.325	2.488	3.942	5.530	7.167
CSIT(bps/hz)	5.287	6.922	8.575	10.230	11.890

Como se puede observar, en el escenario con una única antena en recepción, ya se puede llegar a superar los 6.75 bps/Hz de pico de los requerimientos de la ITU-R (International Telecommunication Union Radiocommunication Sector) [19] en situaciones con buen SNR y conocimiento del canal. En el caso de CDIT lo supera en la condición de 20 dB de SNR, mientras que sin tener ningún conocimiento del

canal se queda corto. Estos resultados se verán superados al aumentar el número de antenas receptoras como se comprobará a continuación, ya que aquí estamos empleando un modelo MISO (Multiple-Input, Single-Output).

Ahora se presenta una tabla con las tasas de subida en cada escenario con un ancho de banda de 5 MHz.

Tabla 3.2: Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y una en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	4.8445	10.03	16.975	24.79	32.93
Filtro adaptado(Mbps)	26.435	34.61	42.875	51.15	59.45
CDIT(Mbps)	6.625	12.44	19.71	27.65	35.835
CSIT(Mbps)	26.435	34.61	42.875	51.15	65.32

Al comparar estos resultados con los 33.75 Mbps a 5 MHz de pico del estándar de la ITU-R, vemos que se comienza a superar con CSIT y filtro adaptado, pero que aún queda cerca de CDIT o sin conocimiento del canal incluso en los valores más altos de SNR.

3.2.2 Segundo caso: 40 antenas en transmisión y 4 antenas en recepción

En este escenario se incrementa el número de antenas receptoras a 4 como se muestra en la figura.

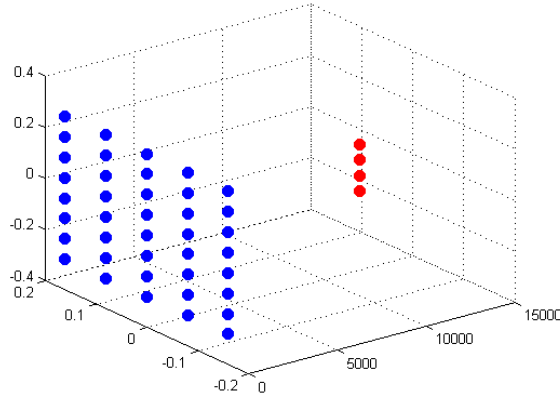


Figura 3.6: Esquema de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción

Los resultados obtenidos se pueden comprobar en la siguiente figura:

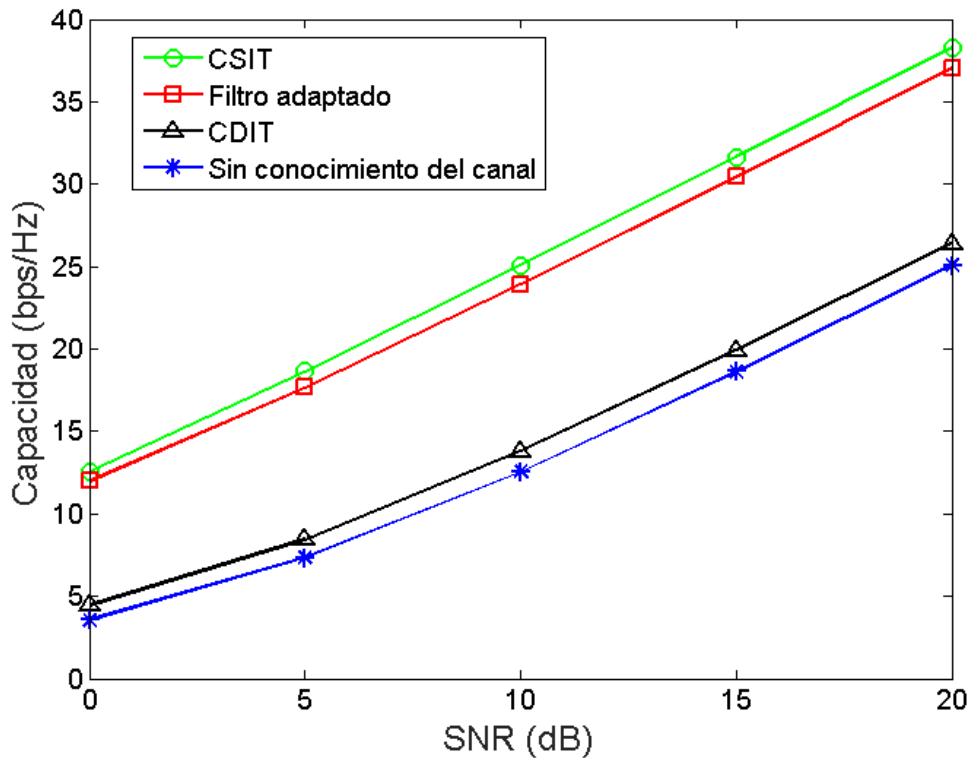


Figura 3.7: Resultados de de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción

En la siguiente tabla se recogen los puntos más significativos.

Tabla 3.3: Tabla de resultados: 40x4

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	3.57	7.328	12.55	18.63	25.08
Filtro adaptado(bps/Hz)	11.98	17.68	25.08	30.46	37.06
CDIT(bps/Hz)	4.462	8.464	13.81	19.93	26.4
CSIT(bps/Hz)	12.57	18.62	25.08	31.66	38.28

Entrando ya en un modelo MIMO, se ve que todos los modos de transmisión superan los requerimientos en el enlace ascendente, incluso se llega superar el valor del criterio requerido para el enlace descendente [19] de 15 bps/Hz.

De nuevo, se presenta una tabla con las tasas de subida a 5 MHz de ancho de banda.

Tabla 3.4: Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 4 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	17.85	36.64	62.75	93.15	125.4
Filtro adaptado(Mbps)	59.9	88.4	125.4	152.3	185.3
CDIT(Mbps)	22.31	42.32	69.05	99.65	132
CSIT(Mbps)	62.85	93.1	125.4	158.3	59.45

En este caso, se comienza a superar el valor de 33.75 en CDIT y sin conocimiento del canal a partir de los 5 dB de SNR. Podemos apreciar que el conocimiento de la distribución del canal comienza a dar mejores resultados que no tener ningún conocimiento del canal al entrar en el modelo MIMO con más de una antena. CSIT aporta ya mejores resultados que el filtro adaptado. Este crecimiento de las tasas de subida continuará incrementándose al elevar el número de antenas en recepción.

3.2.3 Tercer caso: 40 antenas en transmisión y 8 antenas en recepción

Aquí se disponen 8 antenas en recepción:

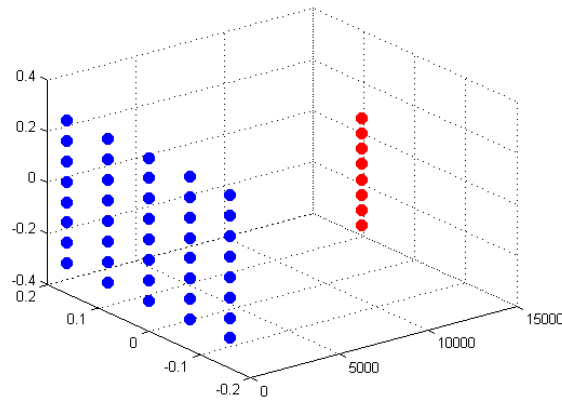


Figura 3.8: Esquema de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción

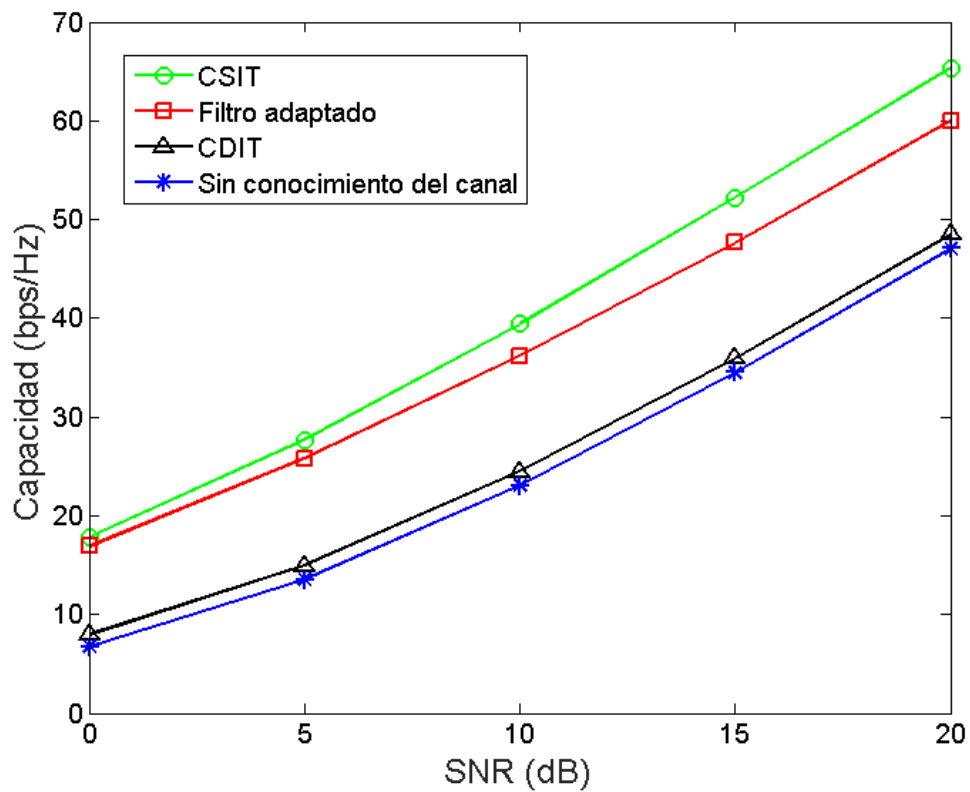


Figura 3.9: Resultados de de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción

Se presenta la tabla con los resultados en los puntos significativos:

Tabla 3.5: Tabla de resultados: 40x8

SNR(dB)	0dB	5dB	10dB	15dB	20dB
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	6.732	13.53	23.05	34.51	25.08
Filtro adaptado(bps/Hz)	16.92	25.78	36.17	47.67	59.99
CDIT(bps/Hz)	7.964	14.96	24.53	35.99	48.53
CSIT(bps/Hz)	17.85	27.71	39.45	52.21	65.32

Se puede comprobar el aumento de la eficiencia espectral con las antenas en recepción. Ya se supera la eficiencia de la ITU prácticamente en todos los casos, incluyendo aquellos con baja SNR.

A continuación, la tabla con las tasas de subida:

Tabla 3.6: Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	33.66	77.65	115.25	172.55	125.4
Filtro adaptado(Mbps)	84.6	128.9	180.85	238.35	299.95
CDIT(Mbps)	39.82	74.8	122.65	179.95	242.65
CSIT(Mbps)	89.25	138.55	197.25	261.05	326.6

Como vemos, al acercarse a un SNR de 10 dB ya se superan los 100 Mbps, llegando incluso a más de 300 Mbps en el caso de CSIT en 20 dBs, que supera muchas conexiones de fibra óptica disponibles hoy en España. Este valor comienza a ser útil para aplicaciones de realidad aumentada.

3.2.4 Cuarto caso: 40 antenas en transmisión y 64 antenas en recepción

En este último caso, se añaden 64 antenas en recepción:

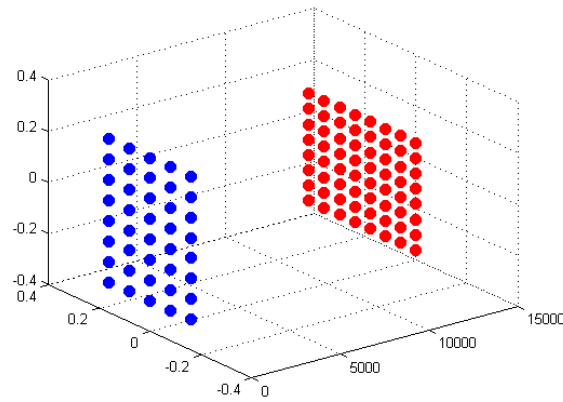


Figura 3.10: Esquema de 40 antenas en transmisión y 64 en recepción

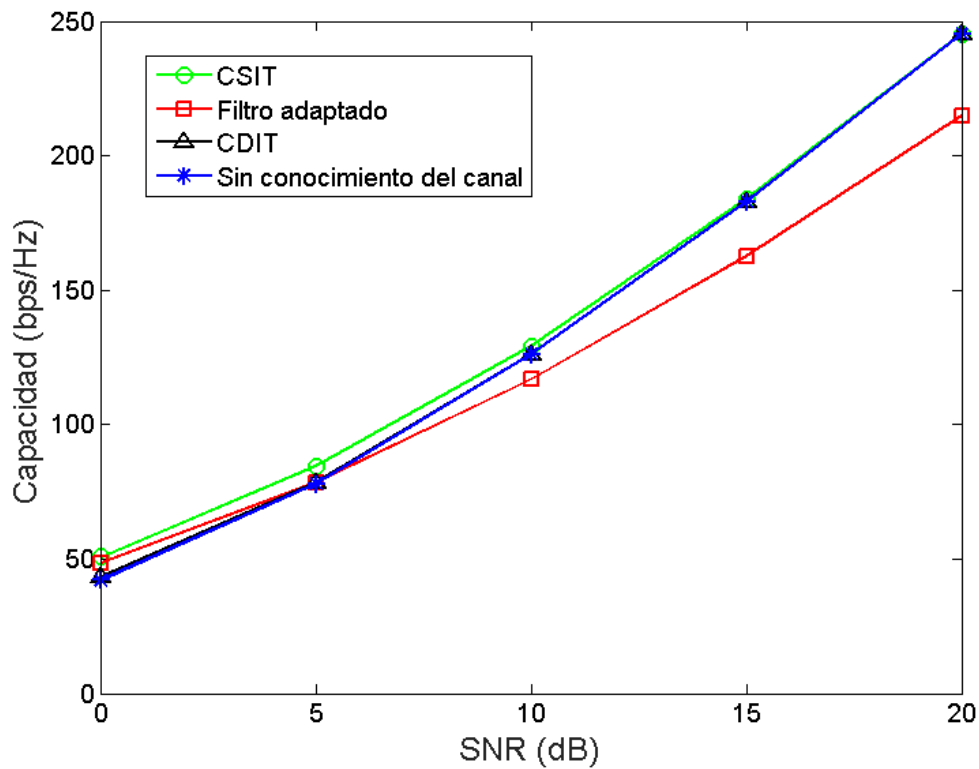


Figura 3.11: Resultados de de 40 antenas en transmisión y 64 en recepción

Tabla de resultados:

Tabla 3.7: Tabla de resultados: 40x64

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	42.18	78.07	126.2	182.9	245.2
Filtro adaptado(bps/Hz)	48.37	78.07	116.9	162.6	214.7
CDIT(bps/Hz)	42.18	78.07	126.2	182.9	245.2
CSIT(bps/Hz)	50.77	84.46	129.3	182.9	245.2

En el caso con un array planar de 64 antenas en recepción, observamos un crecimiento bastante grande, superando los valores obtenidos en el resultado anterior en escenarios con baja SNR. Esto supera ampliamente los valores de pico, tanto en enlace descendente como ascendente de la ITU.

A continuación, la tabla con los resultados de las tasas:

Tabla 3.8: Tasas de subida de 40 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	210.9	390.35	631	914.5	1226
Filtro adaptado(Mbps)	241.85	390.35	584.5	813	1073.5
CDIT(Mbps)	210.9	390.35	631	914.5	1226
CSIT(Mbps)	253.85	422.3	646.5	914.5	1226

El dato más destacable que podemos observar es que con esta cantidad de antenas, las transmisiones sin conocimiento del canal, con distribución conocida y con estado del canal llegan a converger, acercándose al Gbps. En cambio, la transmisión con filtro adaptado no llega a crecer tanto.

4 Segunda solución: análisis y resultados

En esta sección se realizará un análisis y se presentarán los resultados de la nueva solución propuesta.

4.1 Análisis de la segunda solución

Para la nueva solución, se añade un nuevo array planar en la parte delantera de la chaqueta del usuario, manteniendo el que estaba desplegado originalmente en la parte trasera. Se disponen un total de 32 antenas (8 filas y 4 columnas). Para ello, se considera una separación entre los arrays planares de 20 cm para simular el espacio ocupado por un cuerpo entre ellas. Se suprime la columna central del array debido a la cremallera de la propia chaqueta, dejando un espacio de 8 cm entre el centro y las columnas de los lados. Para ello, se creará una nueva matriz de 3 filas y 3 columnas en las que se almacenan las 40 antenas en la parte trasera de la chaqueta y las 32 antenas de la parte frontal, que estarán situadas a 20 cm de las traseras. Al trabajar con un nuevo array planar, se considerará el sistema como una antena tridimensional, lo cual añade una configuración distinta del sistema anterior, por lo que hay que realizar las simulaciones teniendo en cuenta una nueva matriz de correlación (dado que se añaden más elementos radiantes) y elegir un nuevo espacio de muestreo para tener en cuenta el nuevo array en la zona frontal para la dispersión angular. En cuanto al resultado de la simulación, se comprobará la capacidad del enlace ascendente de nuevo, y se comparará con el estudio anterior para ver si existe un crecimiento al trabajar con el array planar añadido.

En cuanto a la matriz de correlación, se genera una nueva a partir de los datos anteriores (Matriz \mathbf{C} de tamaño 40x40) de la siguiente forma:

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}$$

Siendo \mathbf{C}' una matriz de tamaño 72x72 y $\mathbf{0}$ una matriz de ceros.

En cuanto a la dispersión de angular, ahora se considera el vector de elevación (ángulo θ) de 0 a 2π , como se muestra en la siguiente figura:

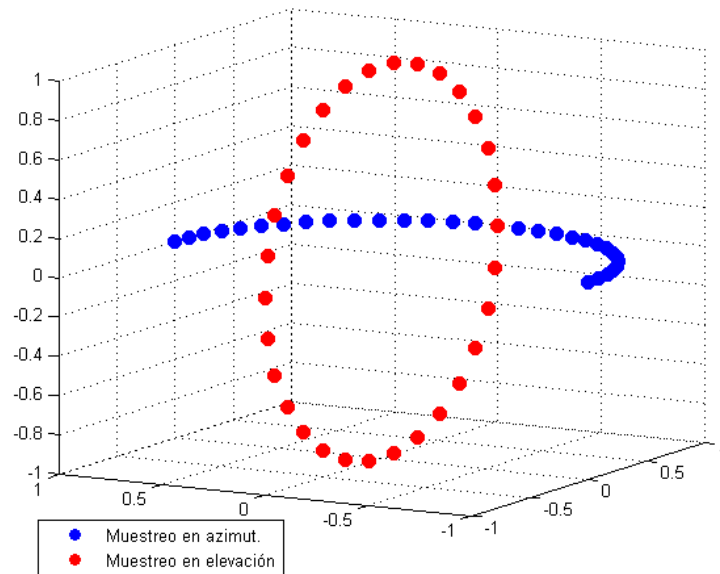


Figura 4.1: Esquema de muestreo de puntos en coordenadas esféricas.

El resto de parámetros se mantienen, incluyendo la distancia entre antenas en la parte frontal (0.66λ). Se realizarán las mismas simulaciones teniendo en cuenta los cuatro posibles modos de transmisión con las distintas precodificaciones dependiendo de la información del canal disponible. A priori, se puede suponer como hemos visto hasta ahora que la capacidad del canal aumentará, ya que hemos añadido más antenas en el transmisor. Aun así, tendremos que observar cómo va a influir la correlación añadida por las nuevas antenas, ya que la matriz \mathbf{C} ha cambiado.

A continuación se presentan esquemas de la posición de las antenas y también su posición en el esquema completo. Debido al pequeño espacio entre ellas en comparación con la distancia con el receptor (20 cm entre los dos arrays planares frente a los 12 km del sistema transmisor y la estación base), las antenas de la parte delantera (de color verde) se pintarán en mayor tamaño para poder diferenciarlas mejor.

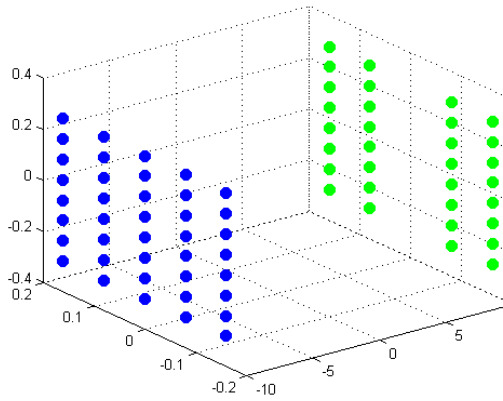


Figura 4.2: Colocación de las antenas en la chaqueta.

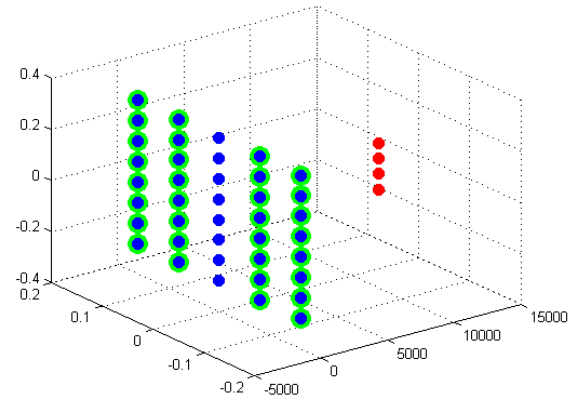


Figura 4.3: 72 antenas transmisoras y 4 receptoras. separación de 12 km.

4.2 Resultados de las simulaciones

4.2.1 Primer caso: 72 antenas en transmisión y 1 antena en recepción

En este primer escenario, se disponen las nuevas antenas en la parte delantera y una antena en recepción, como se muestra en la siguiente figura:

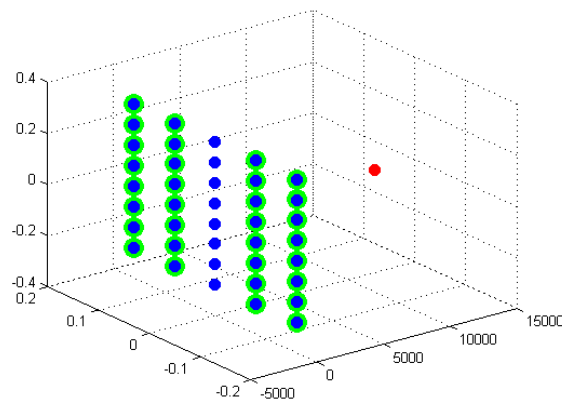


Figura 4.4: Esquema de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción

Ahora se muestra una gráfica con los resultados obtenidos:

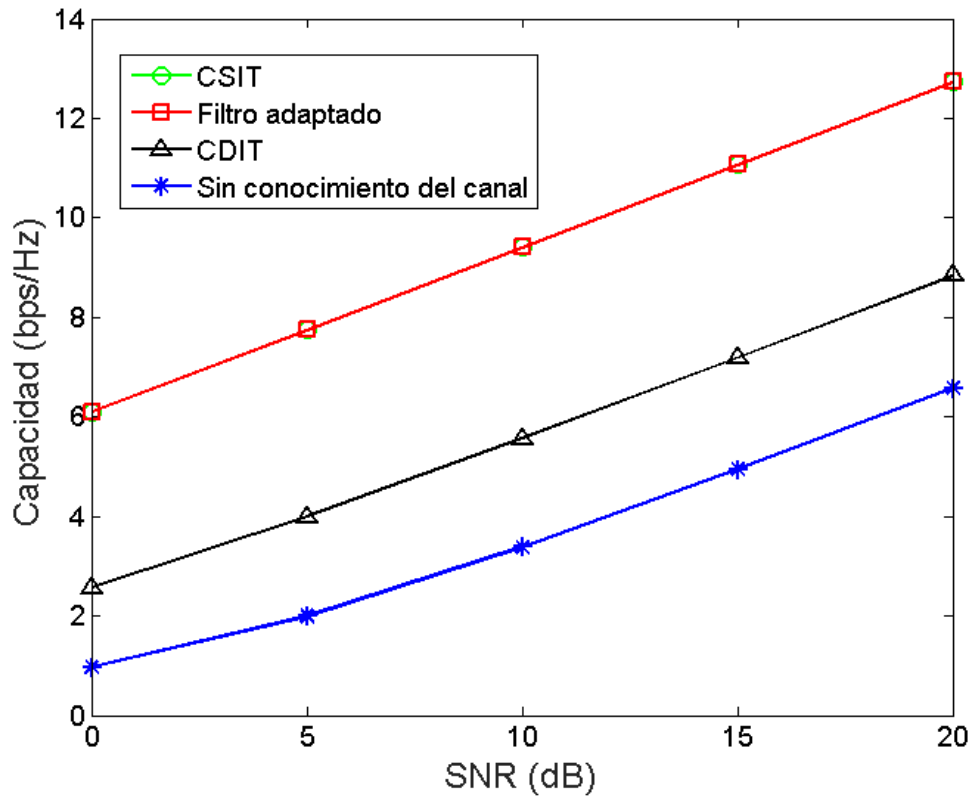


Figura 4.5: Resultados de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción

En la siguiente tabla se recogen los puntos significativos:

Tabla 4.1: Tabla de resultados: 72x1

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	0.9633	1.997	3.383	4.945	6.573
Filtro adaptado(bps/Hz)	6.105	7.752	9.408	11.07	12.73
CDIT(bps/Hz)	2.565	3.992	5.563	7.193	8.843
CSIT(bps/Hz)	6.105	7.752	9.408	11.07	12.73

Se puede observar un aumento en general en todos los modos de transmisión, exceptuando el caso de no tener ningún conocimiento del canal, donde hay una pequeña disminución de la capacidad. Se puede destacar el caso de CDIT en el que se llega casi a doblar el resultado en los escenarios con SNR menor. En los casos de filtro adaptado y CSIT se superan las especificaciones de la ITU antes de llegar a los 5 dB de SNR. Y ahora se muestran las tasas de subida con un ancho de banda de 5 MHz.

Tabla 4.2: Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 1 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	4.8165	9.985	16.915	24.725	32.865
Filtro adaptado(Mbps)	30.525	38.76	47.04	55.35	63.65
CDIT(Mbps)	12.825	19.96	27.815	35.965	44.215
CSIT(Mbps)	30.525	38.76	47.04	55.35	12.73

Una vez más, comparándolos con los 33.75 Mbps a 5 MHz de pico de ITU, se supera a partir de los 5 dB de SNR en los casos de filtro adaptado y CSIT. En CDIT se supera antes de los 15 dB, pero sin tener conocimiento del canal no se llega alcanzar. De nuevo, es de esperar que estos valores sean superados al incrementar el número de antenas en recepción. Como se puede comprobar, el uso de una antena tridimensional incrementa, en efecto, la capacidad y tasa de subida del terminal del usuario en comparación con el primer modelo, que contaba con una antena bidimensional.

4.2.2 Segundo caso: 72 antenas en transmisión y 4 antenas en recepción

En este escenario se incrementan a 4 las antenas dispuestas en la recepción como se muestra en la figura:

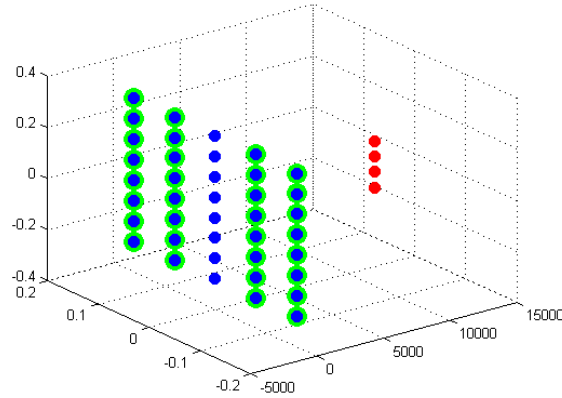


Figura 4.6: Esquema de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción

Capacidades obtenidas en la siguiente figura:

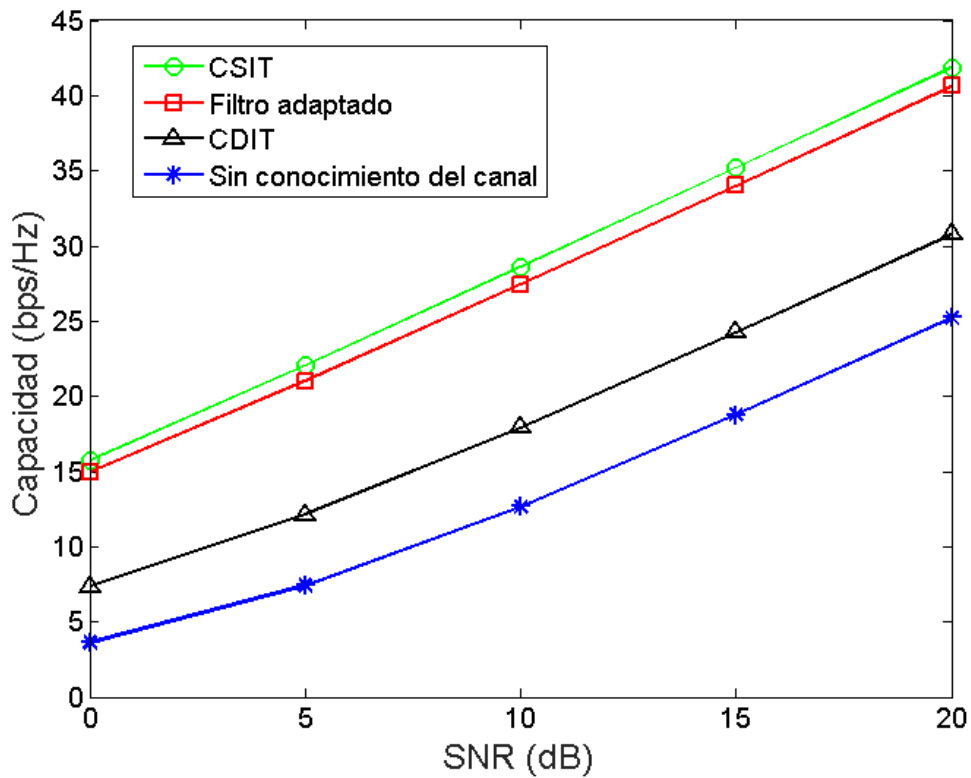


Figura 4.7: Resultados de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción

A continuación se muestra la tabla con los puntos significativos:

Tabla 4.3: Tabla de resultados: 72x4

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	3.633	7.434	12.69	18.79	25.25
Filtro adaptado(bps/Hz)	14.95	21.02	27.46	34.03	40.65
CDIT(bps/Hz)	7.387	12.15	17.95	24.24	30.81
CSIT(bps/Hz)	15.74	22.06	28.6	35.21	41.84

Como se observa, la capacidad es más del doble a partir de los 5 dB, llegando a superar el valor de pico de la ITU para el enlace ascendente en todos los casos a partir de los 5 dB. También se comienza a superar en valores bajos de SNR para el enlace descendente (15 bps/Hz) en los casos de filtro adaptado y CSIT.

En comparación con la primera solución, ya comienza a verse un mayor crecimiento de los valores en general para todos los casos, incluyendo el modo sin conocimiento del canal. Ahora se muestra la tabla con las tasas de subida:

Tabla 4.4: Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 4 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	18.165	37.17	63.45	93.95	126.25
Filtro adaptado(Mbps)	74.75	105.1	137.3	170.15	203.25
CDIT(Mbps)	36.935	60.75	89.75	121.2	154.05
CSIT(Mbps)	78.7	110.3	143	176.05	209.2

Aquí se comprueba las diferencias con los valores obtenidos en la simulación anterior, donde se llegan a superar los 100 Mbps en todos los casos, necesitando CDIT y sin tener conocimiento del canal unos valores de SNR superiores a 15 dB. En cuanto al estudio previo, se observa que se llega a superar los 200 Mbps en los modos con filtro adaptado y CSIT en valores de 20 dB de SNR.

4.2.3 Tercer caso: 72 antenas en transmisión y 8 antenas en recepción

Aquí se incrementa a 8 el número de antenas en recepción como se muestra en la figura:

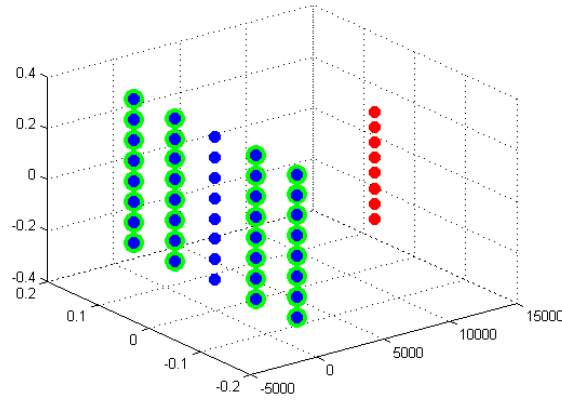


Figura 4.8: Esquema de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción

Figura con los resultados obtenidos:

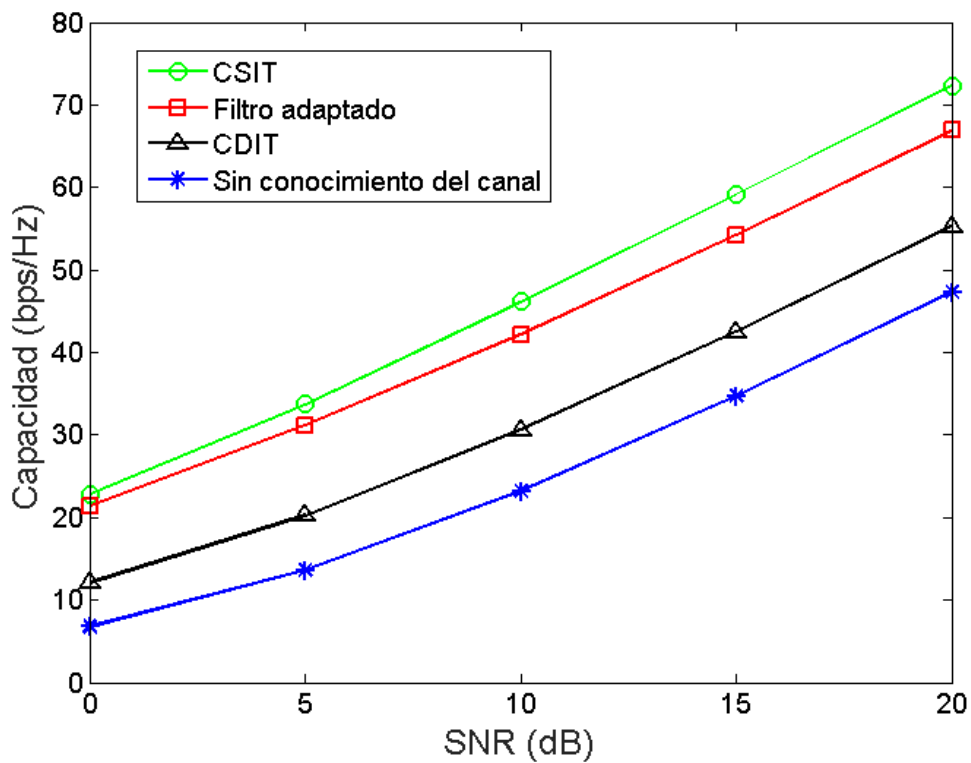


Figura 4.9: Resultados de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción

Tabla 4.5: Tabla de resultados: 72x8

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	6.802	13.65	24.24	34.75	47.32
Filtro adaptado(bps/Hz)	21.39	31.15	42.1	54.22	66.9
CDIT(bps/Hz)	12.11	20.23	30.6	42.52	55.27
CSIT(bps/Hz)	22.79	33.74	46.15	59.15	72.35

Se puede observar el crecimiento en general de la capacidad al doblar las antenas en la recepción, llegando casi a doblarse en el caso de no tener conocimiento del canal. Prácticamente se superan los 15 bps/Hz a partir de los 5 dB en todos los casos. Al compararlo con el resultado de 8 antenas receptoras anterior, se puede apreciar una subida de aproximadamente 7 bps/Hz para los casos de CDIT, CSIT y filtro adaptado.

Ahora se muestra la tabla con las tasas de subida:

Tabla 4.6: Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 8 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	34.01	68.25	116.2	173.75	236.6
Filtro adaptado(Mbps)	106.95	155.75	211.05	271.1	334.5
CDIT(Mbps)	60.55	101.15	153	212.6	276.35
CSIT(bps/Hz)	113.95	168.7	230.75	295.75	326.6

Como se observa, todos los modos transmiten a más de 100 Mbps, CSIT y filtro adaptado a más de 200 Mbps a partir de 10 dB de SNR, llegando a los 300 algo antes de los 20 dB. En el estudio previo no se llegaban a alcanzar los 200 Mbps en el caso de no tener conocimiento del canal, y en los casos de CSIT y filtro adaptado tampoco llegaban a los 300 Mbps.

4.2.4 Cuarto caso: 72 antenas en transmisión y 64 antenas en recepción

En el caso final se utiliza un array planar de 8x8 en la recepción como se muestra en la figura:

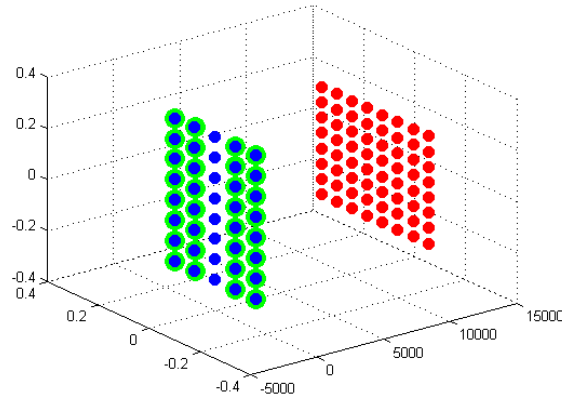


Figura 4.10: Esquema de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción

En la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos:

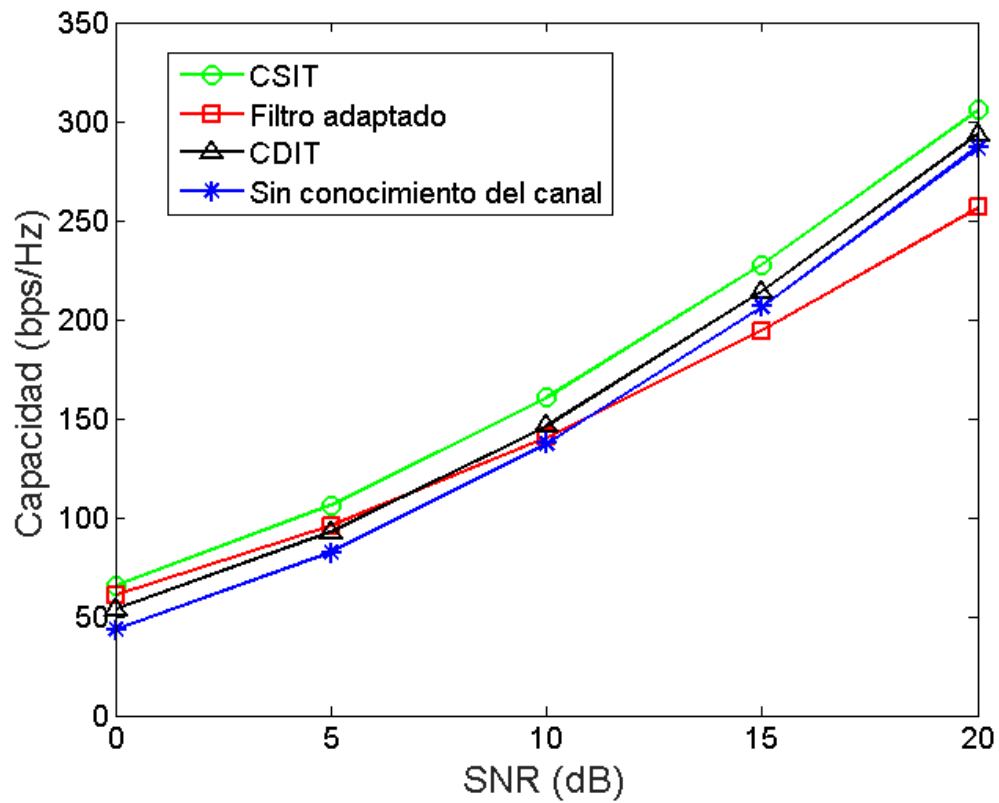


Figura 4.11: Resultados de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción

Tabla 4.7: Tabla de resultados: 72x64

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(bps/Hz)	43.4	82.42	137.4	206.4	286.7
Filtro adaptado(bps/Hz)	60.88	95.93	140.6	194.4	256.6
CDIT(bps/Hz)	53.87	92.65	146.3	214	293.5
CSIT(bps/Hz)	65.55	106.3	160.6	227.7	305.6

Al elevar el número de antenas a 64, conseguimos un aumento en la capacidad considerable. Todos los casos se quedan cerca del anterior resultado con 8 antenas que se obtenía en 20 dB pero en 0 dB en esta simulación. También, al igual que en el estudio anterior, el filtro adaptado no llega a dar una capacidad superior que los modos de CDIT y sin tener conocimiento del canal, y a partir de los 10 dB empieza a quedar por debajo de estos. Se puede añadir que en este caso todavía no converge el resultado de CSIT, CDIT y sin conocimiento del canal como en el estudio anterior, por lo que será necesario añadir más antenas para llegar a la misma situación. También se puede observar un crecimiento de más de 60 bps/Hz en el caso con 20 dB.

Tabla 4.8: Tasas de subida de 72 antenas en transmisión y 64 en recepción @ 5 MHz

SNR(dB)	0	5	10	15	20
Sin conocimiento del canal(Mbps)	217	412.1	687	1032	1433.5
Filtro adaptado(Mbps)	304.4	479.65	703	972	1283
CDIT(Mbps)	269.35	463.25	731.5	1070	1467.5
CSIT(bps/Hz)	327.75	531.5	803	1138.5	1528

En este escenario, se llega a superar el Gbps, acercándose en general a 1.5 Gbps en los casos con mejor SNR. Comparándolo con el estudio anterior, el caso de mejor SNR se llega a tener un aumento de más de 200 Mbps en general.

5 Conclusions and futures lines of work

5.1 Conclusions

This thesis presents the advantages of using an external massive MIMO wearable hub, which consisted on deploying antennas using textile technology on a jacket, studying the capacity on the uplink communication (which is from the user to the base station). First, the approach and results of a previous research was discussed and then a new solution, using an extra planar array, creating a three-dimensional antenna was simulated.

As new interactive applications demand faster upload rates, it was needed to work on those without changing the current form factor and compromising the battery life of the UE. This problem was solved by means of a wearable jacket in which 40 antennas were inserted in the form of a planar array, resulting in a two-dimensional antenna.

Four different scenarios were simulated, in which the number of antennas at the base station were changing, from 1 up to 64. In order to deal with the challenge of the state of the channel, different transmission modes were tested, from not knowing anything about the channel to knowing the state of it.

As it is shown, in the best scenario, the first solution already meets those requirements, reaching more than 1 Gbps in the uplink in the best case, as it can be seen in the table 3.8. Moreover, the easiest transmission mode (No channel knowledge) can be used without noticing a big drop in the rate in that case.

In the new solution, which consists on increasing the number of antennas by inserting 32 in the front side of the jacket while keeping the antennas on the backside. This new scenario involved dealing with a three-dimensional antenna, which introduced new variables that had to be taken into account. As it was suggested, the upload rate is much better compared to the data from the original implementation, as we can see in the table 4.8, increasing the upload rate in the scenario with precoding and 64 antennas at the base station in more than 100 Mbps reaching up to 1.5 Gbps. But in this case there was still some differences regarding the upload rate on each precoding mode, therefore more than 64 receiving antennas are needed to achieve the same situation present in the previous solution.

5.2 Future lines of work

As future lines of work, new studies can deal on how the presence of interference, by measuring the SINR (Signal-to-interference-plus-noise ratio), changes the capacity of the channel, as this study only deals with the SNR. Expanding even more the number of antennas can also be studied, by inserting them in the sleeves of the jacket, which would be more difficult as those move more than the back side or the front side. Another line of work would be to study how this massive MIMO channel can be used with pilot estimation.

Furthermore, another challenge would be developing a physical jacket to test these new improvements in the real world.

A Presupuesto y plan de trabajo

En este anexo se va a analizar tanto el tiempo empleado para elaborar el proyecto así como el presupuesto destinado al mismo. Los recursos humanos se contabilizarán a partir de las horas trabajadas por el alumno asignando un valor económico a cada hora.

A.1 Recursos humanos y coste del material

Como material empleado para el proyecto, se contará el coste de un ordenador y de la licencia del software para realizar las simulaciones:

Tabla A.1: Coste del material

Ordenador	500 €
Licencia de MatLab (Licencia de estudiantes)	83.49 €
Total	583.69 €

El total de horas invertidas por el alumno en el proyecto es de un total aproximado de 400 horas. Se añade una remuneración de 6 €por hora. El total de horas invertidas por el supervisor del proyecto es de 90 horas, con un salario de 35 €por hora. En cuanto a las horas trabajadas por el alumno, se muestra una tabla con la remuneración:

Tabla A.2: Horas trabajadas

Recursos Humanos	Coste/hora	Dedicación	Coste total
Alumno del proyecto	6 €/hora	400 horas	2400 €
Supervisor del proyecto	35 €/hora	90 horas	3150 €
Total	-	-	5550 €

El coste total del proyecto ascendería a los 6133.69 €. A continuación se muestra un diagrama de Gannt de la planificación del proyecto, en el que se ha contabilizado desde el estudio previo hasta la escritura de la memoria:

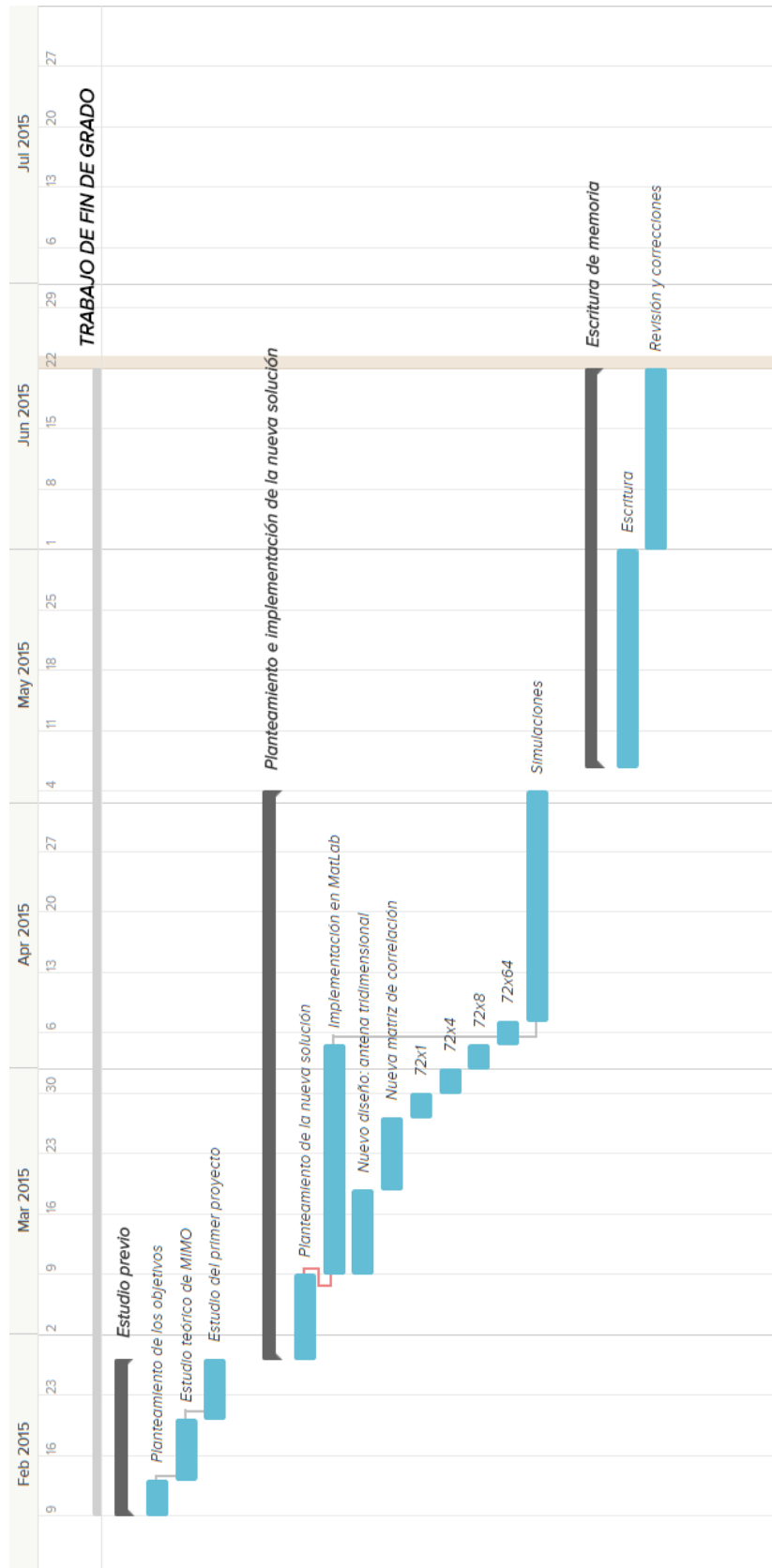


Figura A.1: Diagrama de Gantt

B Extended Summary

B.1 Introduction

Mobile and cloud computation have experienced a huge development in the past years. Internet applications are ubiquitous, video content is available on demand and augmented reality is making its way through thanks to more affordable devices. These new products are setting new milestones for the incoming generations of mobile communications. Even though downlink rates have been on the rise, it is crucial that uplink rates grow up as well. In addition, these new and interactive applications may need a rate close to 400 Mbit/s [2]. Moreover, thanks to augmented reality, developers can work on applications that interact with the surroundings of the user, providing them with useful contextualized information. Another problem that can be dealt with is the fact that in some low SNR (Signal-to-noise ratio) scenarios, i.e., the UE (User Equipment) being at the edge of the cell, the capacity of the channel plummets down. Massive MIMO (Multiple Input-Multiple Output) uses a high number of antennas in order to multiplex messages and increment the data rate. This approach may require architectural changes in base stations [3] and user devices. However, it can compromise the form factor, the weight and the battery life of the portable system. Due to these reasons, this thesis will focus on analysing an already proposed solution which envisions a wearable MIMO hub, which is implemented by means of deploying antennas with textile technology, and will also explore some extensions to that solution in order to increase the spectral efficiency of the hub.

B.2 Objective

The main objective pursued is to analyse and propose an improvement to a previous study of the massive MIMO wearable hub [4]. First, the original solution will be explained and analysed. As it is shown in the simple schematics of figure B.1, a total of 40 (8 rows and 5 columns) antennas is distributed in the form of a planar array on the back of the jacket which can be considered as a two-dimensional antenna. In order to test different uplink scenarios (the link from the user side to the base station), the number of antennas in the receiver side, which has a linear array of antennas, will be changed from 1 up to 64 and the SNR (Signal-to-noise ratio) will also be changing in each case to reflect possible

coverage situations. Moreover, depending on the knowledge of the channel, four different precoding scenarios will be simulated: without any channel knowledge, using CDIT (Channel Distribution Information at the Transmitter), using CSIT (Channel State Information at the receiver) and using a matched filter.



Figure B.1: Schematics of the original project.



Figure B.2: Schematics of the new solution.

Then, in the new proposal, the amount of antennas will be increased by adding to the the front side of the jacket more antennas with a distribution of 8 rows and 4 columns of antennas, turning the previous two-dimensional antenna into a three-dimensional one, as seen in figure B.2.

A comparison between the two systems will be shown, explaining the results and differences of each simulation. The main result that will be highlighted from the simulation is the spectral efficiency or capacity, i.e. the amount of bps/Hz (bits per second per Hertz) that can be achieved in each scenario. It is expected that both solutions drastically increase the amount compared to the uplink rate that current systems obtain nowadays. In addition, the new proposal will increase the capacity that can be achieved in the first solution, since we are introducing 32 new antennas.

B.3 State of the Art: MIMO

The system considered for the project is a MIMO system, which uses multiple antennas to improve the performance of communication links.

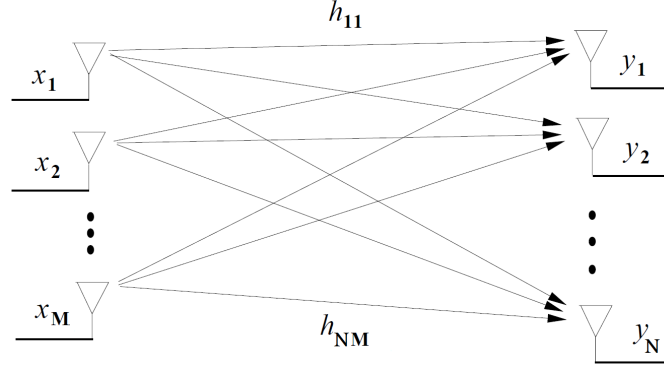


Figure B.3: MIMO schematics. Extracted from [13]

The system can be modeled in the following way:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}$$

Which can be represented as $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$, where \mathbf{H} represents the channel gains h_{ij} from transmitting antenna j to receiving antenna i , in our case, from the user to the base station. \mathbf{x} represents the M -dimensional transmitted symbol, \mathbf{n} the N -dimensional noise vector and \mathbf{y} the received symbol. This system can be decomposed into independent parallel streams thanks to input precoding and output shaping by means of finding the SVD (Singular Value Decomposition) of the channel matrix \mathbf{H} :

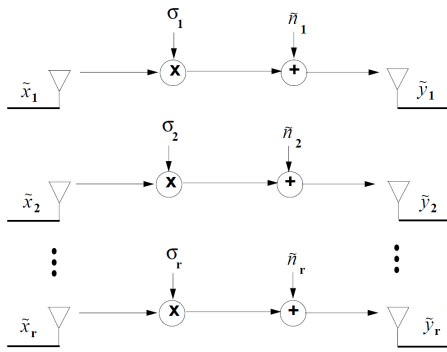


Figure B.4: Parallel decomposition of a MIMO channel.

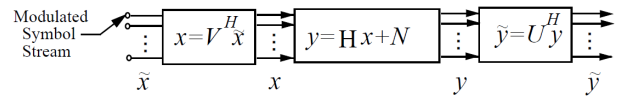


Figure B.5: Precoding and shaping.

The capacity of the system is, according to the following formula:

$$C = \max_{\mathbf{R}_x} \log_2 \det [\mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H]$$

Where \mathbf{I}_N is an identity matrix of size N and \mathbf{R}_x is the covariance matrix of the input to the system. This capacity will be optimized by means of precoding matrices that will be obtained according to the available knowledge of the channel that the transmitter has, which will be used in the different scenarios of the simulations:

- In case the channel is known, we can apply a matched filter:

$$R = \log_2 \det [\mathbf{I}_N + p \cdot (\mathbf{H}\mathbf{H}^H\mathbf{H}\mathbf{H}^H)]$$
- If the distribution of the channel is known, we can use a CDIT (Channel Distribution Information at the Transmitter) approach:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H}\mathbf{Q}_{\text{CDIT}}\mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CDIT}})} \right]$$
- If the state of the channel is known, we can use a CSIT (Channel State Information at the Transmitter) approach:

$$R = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + (\mathbf{H}\mathbf{Q}_{\text{CSIT}}\mathbf{H}^H) \frac{p}{\text{Tr}(\mathbf{Q}_{\text{CSIT}})} \right]$$

B.4 First solution

In the first solution, 40 antennas were deployed in the backside of the jacket of the user, which can be considered as a two-dimensional antenna. These antennas were deployed with an horizontal and vertical separation of approximately 0.66λ , 12 cm, so that the mutual coupling is reduced; if we used a distance of 0.5λ the auto-correlation would be close to the identity matrix, so the channel coefficients would have a low correlation and, in addition, the levels of mutual coupling would also be lower. On the receiving side, the amount of antennas in the base station will vary from 1 up to 64 with the same antenna separation as in the user side. The angular spread was sampled in the following way: azimuthal angle from $-\frac{\pi}{2}$ to $\frac{\pi}{2}$ and an elevation angle from 0 to π . The distance between the transmitting jacket and the receiving base station is 12 km.

The example of a scenario can be seen in the following picture:

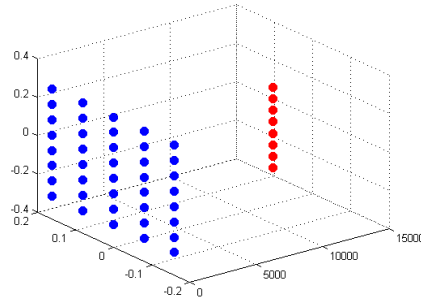


Figure B.6: 40 transmitting antennas and 8 receiving antennas.

Here are the results for the four cases, in which we consider both the available SNR and the different precodings:

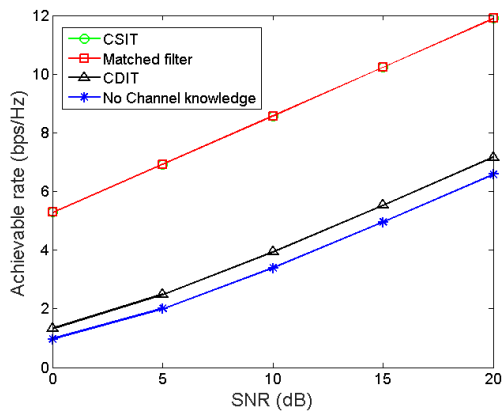


Figure B.7: 40 transmitting antennas and 1 receiving antenna.

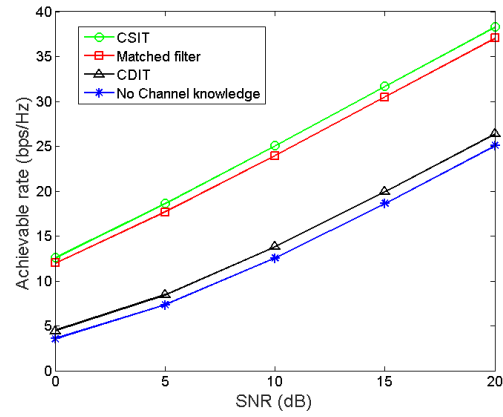


Figure B.8: 40 transmitting antennas and 4 receiving antennas.

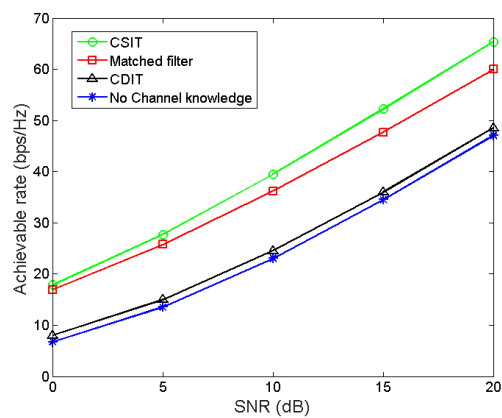


Figure B.9: 40 transmitting antennas and 8 receiving antennas.

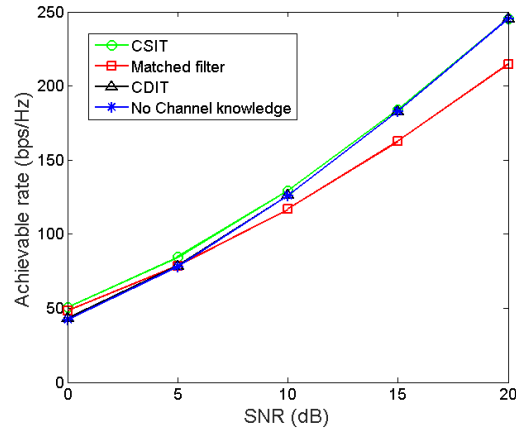


Figure B.10: 40 transmitting antennas and 64 receiving antennas.

As we can see in the results, the capacity grows when the SNR or the number of antennas at the receiver is increased. Moreover, the more information we have about the channel, we can get a better precoder and increase the resulting capacity. In the best case scenario, we can have a capacity of approximately 250 bps/Hz, much bigger than the recommended capacity by the ITU-R (International Telecommunication Union Radiocommunication Sector) for LTE (Long Term Evolution) systems, 6.75 bps/Hz; if we work in a 5 MHz bandwidth, the uploading rate from the user to the base station of 1250 Mbps. The capacity in that scenario for low SNR is approximately 50 bps/Hz, even better than the recommendation.

B.5 Second solution

In the new solution, we add 32 new antennas (8 rows and 4 columns) in the front side of the jacket, separated 20 cm from the backside, turning it into a three-dimensional antenna. These new antennas are deployed in the same way, with a separation of 0.66λ , but leaving a space between the center and the antennas of 8 cm. This new approach will introduce some challenges, as the correlation matrix and the sampling space will be different. This was solved by sampling with an azimuthal angle from $-\frac{\pi}{2}$ to $\frac{\pi}{2}$ and an elevation angle from 0 to 2π ; in the case of the new correlation matrix, a new one was creating using the previous data in the following way:

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}$$

Where \mathbf{C} is the previous correlation matrix of size 72×72 and $\mathbf{0}$ a matrix of zeroes. In the next figure, we have an example of a scenario, where the antennas of the front side are highlighted in green:

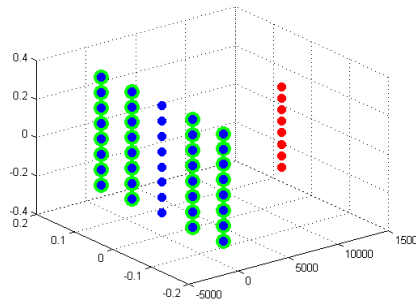


Figure B.11: 72 transmitting antennas and 8 receiving antennas.

The results obtained in the simulation are shown in the following pictures:

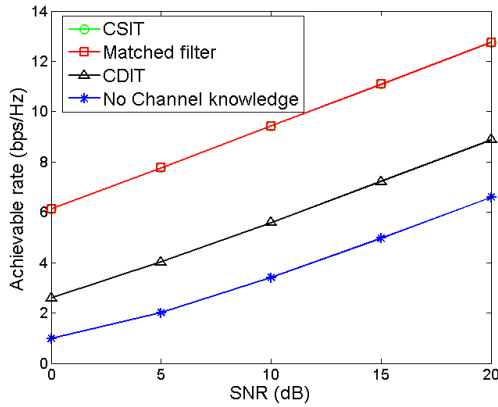


Figure B.12: 72 transmitting antennas and 1 receiving antenna.

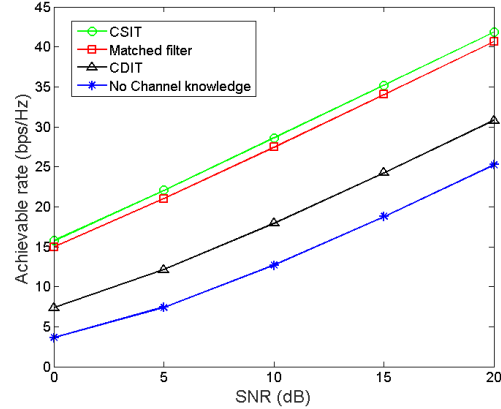


Figure B.13: 72 transmitting antennas and 4 receiving antennas.

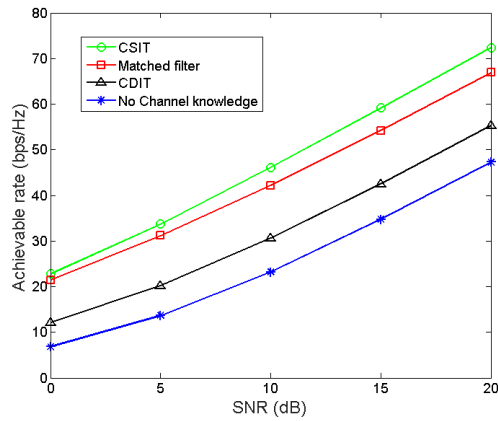


Figure B.14: 72 transmitting antennas and 8 receiving antennas.

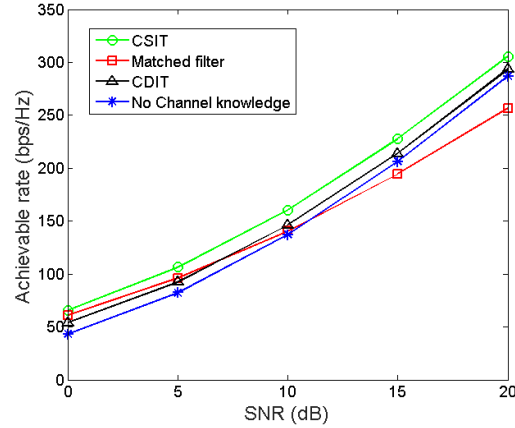


Figure B.15: 72 transmitting antennas and 64 receiving antennas.

As we can see, the capacity behaves in the same way as in the previous case; if the amount of antennas at the base station or the SNR is increased, the capacity grows as well. Again, if we have more information about the channel in the transmitter, we can add precoding to increase the capacity as well. Moreover, we can check that these results are better compared to the previous solution in all the cases, since we are working with more antennas in a three-dimensional scenario. The capacity that is achieved in the best case scenario is approximately 300 bps/Hz, 50 bps/Hz more than in the first approach, which gives an upload rate of 1500 Mbps in a 5 MHz bandwidth.

B.6 Conclusion

This thesis presents the advantages of using an external massive MIMO wearable hub, which consisted on deploying antennas using textile technology on a jacket, studying the capacity on the uplink communication (which is from the user to the base station). First, the approach and results of a previous research was discussed and then a new solution, using an extra planar array, creating a three-dimensional antenna was simulated.

As new interactive applications demand faster upload rates, it was needed to work on those without changing the current form factor and compromising the battery life of the UE. This problem was solved by means of a wearable jacket in which 40 antennas were inserted in the form of a planar array, resulting in a two-dimensional antenna.

Four different scenarios were simulated, in which the number of antennas at the base station were changing, from 1 up to 64. In order to deal with the challenge of the state of the channel, different transmission modes were tested, from not knowing anything about the channel to knowing the state of it.

As it is shown, in the best scenario, the first solution already meets those requirements, reaching more than 1 Gbps in the uplink in the best case, as it can be seen in the table 3.8. Moreover, the easiest transmission mode (No channel knowledge) can be used without noticing a big drop in the rate in that case.

In the new solution, which consists on increasing the number of antennas by inserting 32 in the front side of the jacket while keeping the antennas on the backside. This new scenario involved dealing with a three-dimensional antenna, which introduced new variables that had to be taken into account. As it was suggested, the upload rate is much better compared to the data from the original implementation, as we can see in the table 4.8, increasing the upload rate in the scenario with precoding and 64 antennas at the base station in more than 100 Mbps reaching up to 1.5 Gbps. But in this case there was still some differences regarding the upload rate on each precoding mode, therefore more than 64 receiving antennas are needed to achieve the same situation present in the previous solution.

References

- [1] Nokia Solutions and Networks, “White paper - 5G Use Cases and Requirements”, *Nokia*, vol. 52, pp. 74-80, 2014.
- [2] GreenTouch Application Taxonomy Project, “Greentouch application taxonomy,” tech. rep., Green-Touch, February 2012.
- [3] F. Boccardi, R. Heath, A. Lozano, T. Marzetta, P. Popovski, “Five disruptive technology directions for 5G”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 74-80, February 2014.
- [4] Matilde Sánchez-Fernández, Eva Rajo Iglesias, Ana García Armada, “High capacity wearable textile antenna hub based on massive MIMO technologies”, Internal Technical Report, December 2014.
- [5] Sophocles J. Orfanidis, “Electromagnetic Waves and Antennas”, Rutgers University, 2014.
- [6] Takehiro Nakamura, “Proposal for Candidate Radio Interface Technologies for IMT-Advanced Based on LTE Release 10 and Beyond (LTE-Advanced)”, 3GPP, 2009.
- [7] Paulraj, A. Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (DTDR). No. 5,345,599 i. 1994.
- [8] Gregory G. Raleigh, “Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication”, *IEEE Transactions on communications*, vol. 46, no. 3, March 1998
- [9] Oscar Castillo, He Huang, “Intelligent Automation and Computer Engineering”, Springer Science and Business Media, 2010.
- [10] 3rd Generation Partnership Project, “Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 8)”, Technical Report, 2008.
- [11] 3rd Generation Partnership Project, “Overview of 3GPP Release 10 V0.2.1 (2014-06)”, Technical Report, 2010.

- [12] Erik G. Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, Thomas L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems”, *IEEE Communications Magazine* February 2014.
- [13] A. Goldsmith, “Wireless Communications”, Cambridge University Press, August 2005.
- [14] E. Telatar, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *European Trans. on Telecomm. ETT*, vol. 10, pp. 585–596, November 1999.
- [15] Matilde Sánchez-Fernández, Santiago Zazo, Reinaldo Valenzuela, “Performance Comparison between Beamforming and Spatial Multiplexing for the Downlink in Wireless Cellular Systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 7, pp. 2427-2431, July 2007.
- [16] Matilde Sánchez-Fernández, Eva Rajo-Iglesias, Óscar Quevedo-Teruel, M.Luz Pablo-González, “Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints”, *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 57, no. 3, pp. 1637-1645, May 2008.
- [17] A. Tulino, A. Lozano, and S. Verdú, “Capacity-achieving input covariance for single-user multi-antenna channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 662–671, March 2006.
- [18] P. Fletcher, M. Dean, and A. Nix “Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity”, *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 342-344, Feb. 2003.
- [19] Tetsushi Abe, “3GPP Self-evaluation Methodology and Results”, *3GPP LTE-Advanced Evaluation Workshop*, Dec. 17-18, 2009.